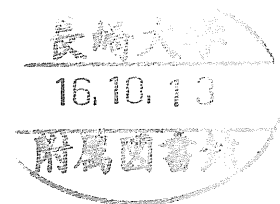


発電プラントの計装システムにおける
直流安定化電源と監視装置の研究

2004年 8月



長崎大学大学院
海洋生産科学研究科

江藤春日

目 次

第 1 章 緒論	1
1. 1 研究の背景	1
1. 2 DC-DC コンバータの概要	2
1. 2. 1 直流安定化電源	3
1. 2. 2 スイッチング電源の動作原理	4
1. 2. 3 DC-DC コンバータの基本回路	6
1. 2. 4 降圧形回路	11
1. 2. 5 昇圧形回路	13
1. 2. 6 昇降圧形回路	15
1. 2. 7 連続モードと不連続モード	17
1. 2. 8 不連続モードでの特性	22
1. 3 入出力の絶縁	29
1. 3. 1 昇降圧形および降圧形回路を基本とする 入出力絶縁形コンバータ	29
1. 4 制御回路	31
1. 4. 1 制御方式	31
1. 4. 2 PWM 制御	34
第 2 章 絶縁型多出力 DC-DC コンバータの回路検討	38
2. 1 緒言	38
2. 2 DC インพุット 2 出力 DC-DC コンバータの回路構成	38
2. 3 トランスの小型化	44
2. 4 製造方法の評価	45
2. 5 結言	45
第 3 章 アナログ信号アイソレータにおける多出力コンバータの応用	46
3. 1 緒言	46
3. 1. 1 本研究の背景	46
3. 2 アナログ信号の絶縁方式	51
3. 3 アナログ入力モジュール	53

3. 4	アナログ信号絶縁回路	5 6
3. 5	出力 DC-DC コンバータの検討	5 9
3. 5. 1	回路動作	5 9
3. 6	2 出力プッシュプル DC-DC コンバータの特性	6 1
3. 7	軽負荷時の出力上昇対策	6 4
3. 8	結言	6 6

第 4 章 大規模風力発電設備における遠隔監視システムと

	そのネットワークの検討	6 8
4. 1	緒言	6 8
4. 2	システムの構成と機能	7 3
4. 2. 1	システムの構成	7 3
4. 2. 2	ソフトウェアの構成および機能	7 3
4. 2. 3	ソフトウェアの構成	7 5
4. 2. 4	リモートステーションサーバ	7 6
4. 3	リモートステーションサーバ (データ収録装置)の機能	7 6
4. 3. 1	データ収集機能	7 6
4. 3. 2	WEBサーバ機能	7 6
4. 3. 3	ファイアーウォール機能	7 6
4. 3. 4	風車制御装置遠隔調整機能	7 6
4. 3. 5	イベント通知E-メール自動発信機能	7 7
4. 3. 6	表示機能	7 7
4. 4	ローカルネットワークの適用	8 9
4. 4. 1	大規模ウィンドファームにおける シリアル通信適用の問題点	8 9
4. 4. 2	サイト LAN へのイーサネットの適用	9 1
4. 4. 3	通信レートの選定	9 2
4. 4. 4	マルチスレッドの採用	9 2
4. 4. 5	スレッド数の決定方法	9 4
4. 5	通信性能の評価	9 6
4. 6	結言	9 8

第 5 章 結論	-----	1 0 0
参考文献	-----	1 0 3
謝辞	-----	1 0 9

第 1 章 緒論

1. 1 研究の背景

電力は現代社会において最も重要な基盤のひとつである。電力の喪失がもたらす影響の大きさは本年 8 月 14 日にカナダから米国北東部の広い範囲で起こった大停電でも明らかである。そのため、電力の安定的な供給を確保するための様々な努力がなされている。発電プラントにおいても、安定的な稼動と発電品質の向上のためプラントの制御や監視への要求が高度化し、制御監視装置の入出力数は急速に増加してきている。それに伴って増大する制御装置自身の消費電力とコストの削減は変わらぬ課題である。

また、今日の地球的な規模の重要な課題として維持可能な社会の実現についての議論が活発になされている。森林の維持再生とともに CO_2 の排出の少ない自然エネルギーの活用への関心が高まり、具体的な施策として、太陽電池や燃料電池、風力発電などの新エネルギーの発電設備が従来の火力発電に変わる電源として数多く建設されている。その中で、発電規模の比較的大きい風力発電は代替新エネルギーとして中心的な役割を担っており急速に拡大してきている。風力発電において、制御装置の役割は重要で、風向や風速を元にプロペラの方向やピッチの角度を最適に制御して風力エネルギーを効率よく電気エネルギーに変える努力がなされている。最新の風車では周辺環境へも配慮し電力品質の向上のため各翼独立制御など新しい方式を採用し制御が複雑化してきている。また、性能を正確に評価するため風車運転中の環境や発電に関する数多くのデータ収集が要求され、制御装置の入出力数の急速な増加にともなって必要なデータも近年急速に増加している。風力発電プラント、特に大規模な事業用の風車は、風況や周辺環境への配慮から交通や通信インフラの貧弱な遠隔地に立てられることが多い。大規模風車の多くの監視データを一定の時間内に収集する風車制御装置のネットワークは安定的な風力発電プラント運転のための重要な要素である。

火力発電をはじめプラントの制御装置において、入出力信号の絶縁は必須の要求事項であるが、従来、電源と信号の絶縁は別々に議論され電源は汎用的に使用可能なよう厳しい特性が要求されてきた。しかしながら、絶縁型回路電源とアナログ信号のアイソレーションを組み合わせ、これらをシステム

全体として考えることによって、電源への必要以上の過剰な要求が排除でき、シンプルでかつ効率の良い電源が実現できることが期待される。

そこで、本研究では、まず、制御監視装置の小型化と消費電力削減の観点から、火力発電プラントや風力発電設備の制御装置を構成するハードウェアの中で消費電力とコストの大きな部分を占有する信号変換と電源について検討し、その、アナログ信号アイソレータを火力発電設備の制御装置に適用した。さらに、ウィンドファームと呼ばれる大規模風力発電設備のための監視装置を実現し、風車の監視データを一定の周期内に確実に収集するネットワークの構築について研究した。

1. 2 DC-DCコンバータの概要

わが国において制御装置の回路電源として主にDC 24 Vが用いられ、欧米ではDC 24 Vの代わりにDC 48 Vがしばしば用いられているが、CPU周辺の電子回路についてはDC 5 Vが一般的である。今日、制御装置の主電源はそのほとんどがAC-DCコンバータによるスイッチング電源である。また、制御装置に入力される信号を処理するために絶縁型のDC-DCコンバータを使用することもしばしばある。本章では本研究の主題となる多出力DC-DCコンバータについて概念を明確にするため直流安定化電源の種類と特長について概要を述べる。

1. 2. 1 直流安定化電源

負荷に安定化された一定の電圧あるいは電流を供給する装置を安定化定電圧電源あるいは安定化定電流電源と呼び、これらを安定化電源と総称する。この安定化電源は、その出力の形態が直流か交流かということにより、直流安定化電源と交流安定化電源に大別される。交流安定化電源は交流無停電電源（UPS）として重要であり、1次電源の瞬断防止と系統電源遮断時のシステムの安全な停止のための電源確保のため、風力発電も含めほとんどの発電プラントの制御装置に使用されている。しかし、ここでは、制御装置の回路動作のための電源を考えるという立場から、直流安定化電源についてのべる。

電子機器用の直流安定化電源を制御方式から分類すれば、定電圧変圧器（CVT）方式、シリーズ方式、スイッチング方式に分けられる。それぞれの特徴は以下の通りである。

（1）定電圧変圧器（CVT）方式は定電圧変圧器を用いるため堅牢でノイズが比較的少ない長所があるが外形と重量が大きいことおよび、入力電圧の変動に対する出力電圧安定化が難しいなどの欠点がある。

（2）シリーズ方式はノイズが小さい利点がありアナログ回路用電源としては重要な地位を占めている。しかし、効率が悪く発熱などの問題があるため負荷の大きい用途には不利である。

（3）スイッチング方式はスイッチングによるノイズが比較的大きいという欠点があるが、高効率で小型軽量化が図れ、広い入力範囲で出力の安定な出力が得られるため、現在、制御装置用としては最も多く用いられている。

一般に電子機器で使用される直流安定化電源においては、出力電圧の電圧安定度、リプル率、過渡応答特性、ノイズなどの基本性能に加えて、容積・重量、効率、信頼性および価格が重要な評価の規準となっている。スイッチング電源においては、スイッチング周波数を高くすることにより、電源において大きな容積・重量を占めるトランス、リアクトルおよびキャパシタの小形・軽量化が可能である。したがって、今日では電源のより一層の小形・軽量化のために、スイッチング周波数は500 kHz以上まで高周波化されてきた。スイッチング電源の高効率化についても、主スイッチ素子、フェライトコア、キャパシタなど素子の特性改善や回路方式の改善により、回路内部での電力

損失を低減し、5 V 出力で 80 % 以上の高効率を得られるようになってきている。また、それに伴い小型化と低価格化が急速に進んできている。

以上述べたように、スイッチング電源は電子機器用の直流安定化電源として、今日、重要な位置を占めている。電子機器の中で、信号処理のための電子回路部は集積化により小形・軽量化が進み、回路機能の高度化が著しい。このため、電子回路部における単位容積当りの消費電力は増大する傾向にあり、電源に対する低ノイズと高効率の要求が強まるものと思われる。今後、ノイズ発生とスイッチング損失の少ない回路技術の採用、回路方式および回路素子の特性改善やデジタル制御の活用などの研究、開発が必要である。

1. 2. 2 スイッチング電源の動作原理

図 1.1(a)は最も簡単なスイッチング電源の例である。図 1.1(b)に示すように、 T_s をスイッチ S のオン、オフの繰返し周期とし、時間 $t=0 \sim T_{on}$ の間、スイッチ S がオンとなり、 $t=T_{on} \sim T_s$ の間、S がオフとなるとすれば、出力電圧 e_o の平均値 E_o は、

$$E_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e_o dt = \frac{T_{on}}{T_s} E_i \quad (1.1)$$

となる。このとき、 $f_s = 1/T_s$ をスイッチング周波数という。この回路において、出力電圧の瞬時値 e_o は図 1.1(b)に示すように、零か E_i のどちらかの値を取る。 f_s が十分高いものと仮定すれば、 e_o の平均値 E_o は式(1.1)に示すように、 T_{on}/T_s を制御することにより調整できることが分かる。しかしながら、この回路はスイッチング動作によって、出力電圧 e_o あるいは負荷電流 i_o の変化が生じ、これは電子負荷にとってはノイズと見なされる。したがって、加熱装置や照明装置には利用できるかもしれないが、このままでは電子負荷の装置には適用できない。

この e_o あるいは i_o の変化を取り除くためには、図 1.2 のようにスイッチ S と負荷 R の間に直列にリアクトル L をフィルタとして挿入し、フライホイールダイオード D を L - R と並列に接続した回路が効果的である。この回路で、リアクトルのインダクタンス L を十分大きくすることにより、図 1.2(b)に示すように、 e_o および i_o のリプルは十分小さくなり、それぞれ平均値 E_o および I_o と一致する。

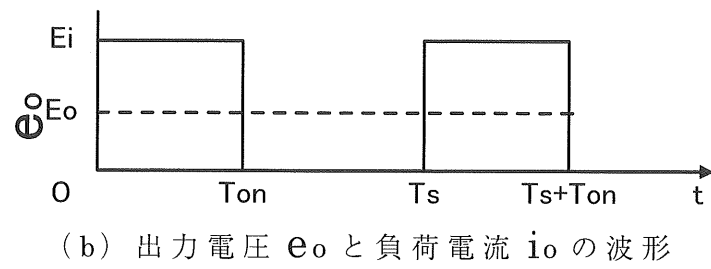
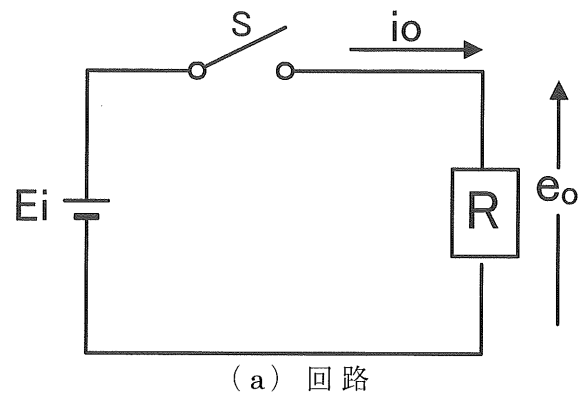
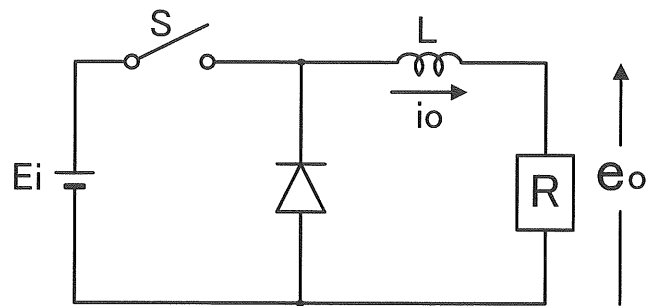
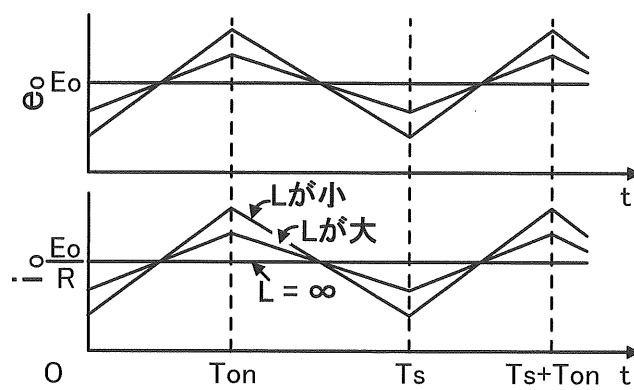


図 1.1 簡単なスイッチング電源の例



(a) L と D を付加した回路



(b) e_o と i_o の波形

図 1.2 図 1.1 の回路に L と D を付加した回路と動作原理

1. 2. 3 DC-DC コンバータの基本回路

図 1.2(a)は入力直流電源 E_i と負荷 R との間にスイッチ S 、ダイオード D およびリアクトル L からなる T 形のトポロジーの回路を挿入したものである。図 1.2(a)の回路を一般化して表現すれば図 1.3 のようになる。スイッチ S の状態にかかわらずリアクトル L に流れる電流が連続的であることを考慮すれば T 形のトポロジーとして、図 1.4(a)、(b)および(c)の 3 種類の回路が得られる。

図 1.3 の負荷 R には一般に十分にリップルが除去された定電圧の供給が求められる。このため、通常、負荷 R に出力キャパシタ C が並列に接続される。これを、図 1.3 に加えると、図 1.5 の回路となり、図 1.4 の T 形回路と図 1.5 を組合わせて、図 1.6(a)、(b)および(c)の DC-DC コンバータの基本的な回路が得られる。以下にそれぞれの基本回路の動作について述べる。

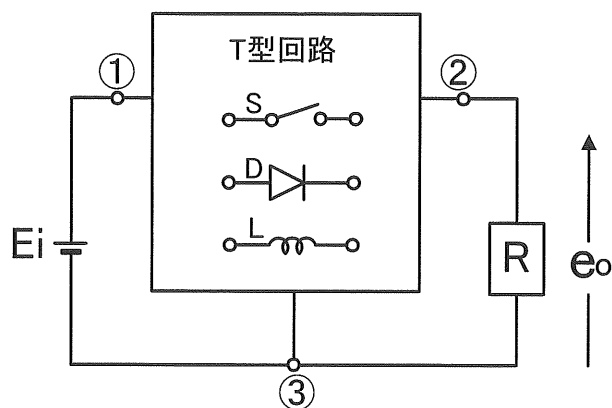


図 1.3 スイッチング電源主回路表現の一般化

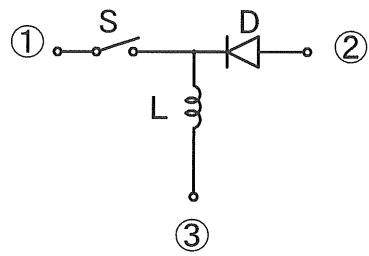
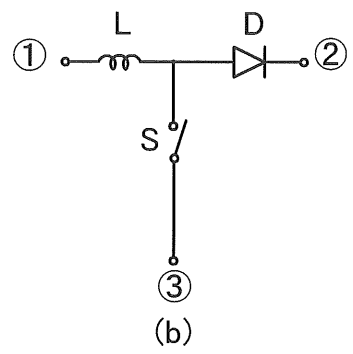
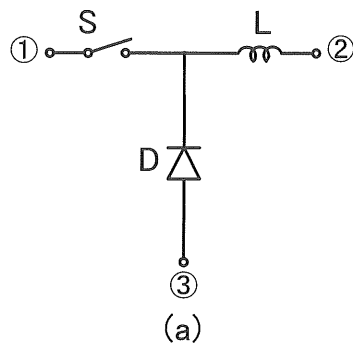


図 1.4 T 型回路のトポロジー

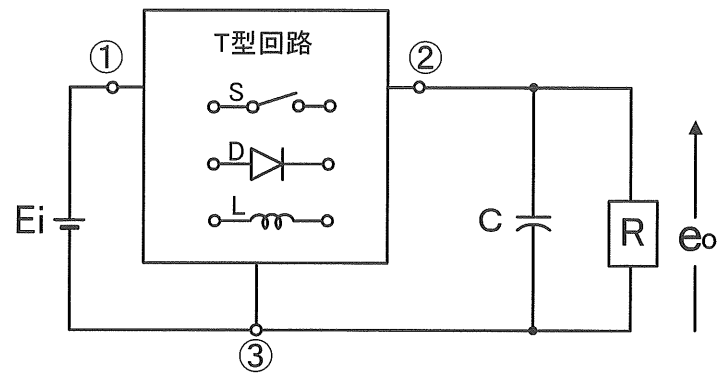


図 1.5 出力キャパシタを持つスイッチング電源の主回路表現の一般化

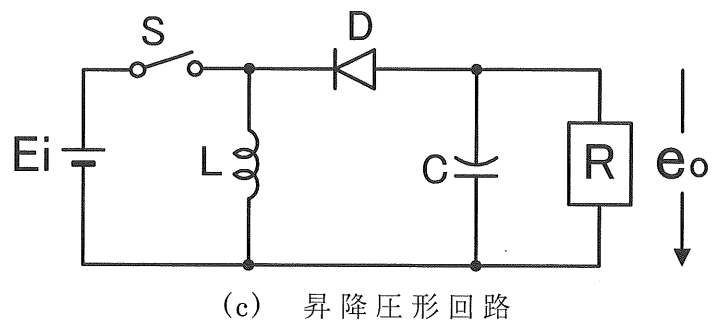
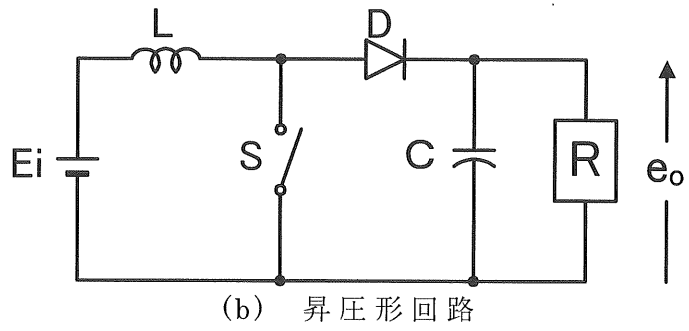
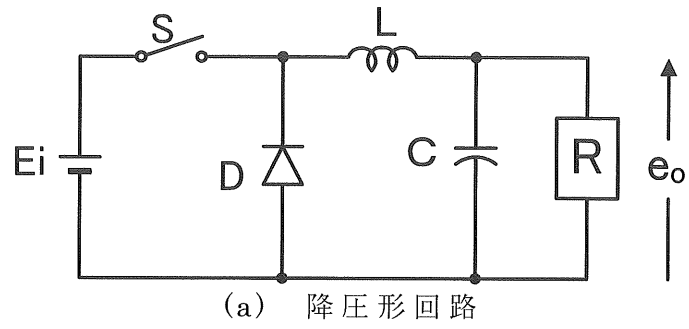


図 1.6 D C - D C コンバータの基本回路

1. 2. 4 降圧形回路

図 1.7(a)および(b)はそれぞれ図 1.6(a)の回路におけるスイッチ S がオンおよびオフの場合の等価回路である。ここで、リアクトル L のインダクタンスおよびキャパシタ C のキャパシタンスが十分大きく、リアクトルを流れる電流 i_L および出力電圧 e_o が一定値 I_L および E_o であると仮定する。L の両端の電圧を v_L とすれば、S がオンである $t=0 \sim T_{on}$ の期間に L に蓄えられるエネルギー U_{on} は、

$$\begin{aligned} U_{on} &= \int_0^{T_{on}} v_L i_L dt \\ &= \int_0^{T_{on}} (E_i - E_o) I_L dt \\ &= (E_i - E_o) I_L T_{on} \end{aligned} \quad (1.2)$$

となる。また、S がオフである $t=T_{on} \sim T_s$ の期間に L から放出され、負荷 R に伝送されるエネルギー U_{off} は、

$$\begin{aligned} U_{off} &= \int_{T_{on}}^{T_s} v_L i_L dt = \int_{T_{on}}^{T_s} E_o I_L dt \\ &= E_o I_L (T_s - T_{on}) \end{aligned} \quad (1.3)$$

となる。定常状態では $U_{on} = U_{off}$ であるので、

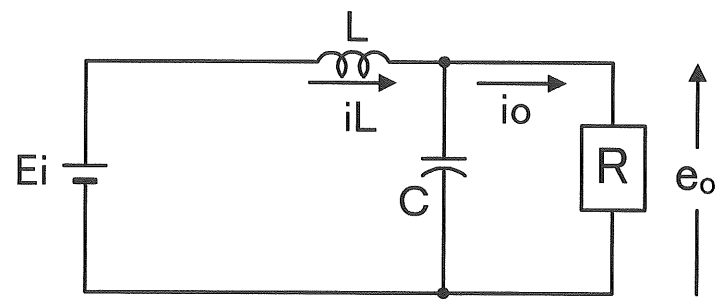
$$E_o = \frac{T_{on}}{T_s} E_i \quad (1.4)$$

が求まる。

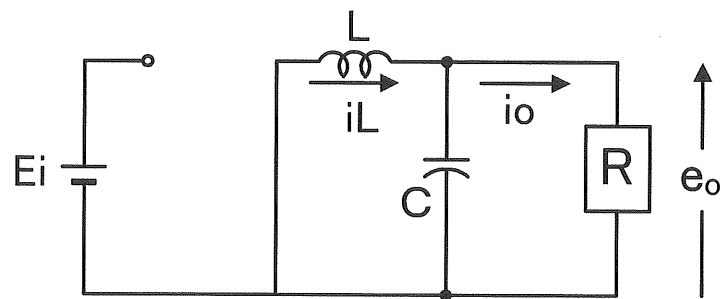
式(1.4)は図 1.6(a)の回路の出力電圧 E_o を示す。ここで、 $T_{on}/T_s \leq 1$ 、 $T_s/T_{off} \geq 1$ および $0 \leq T_{on}/T_{off} < \infty$ であることを考慮すれば、図 1.6(a)の回路においては、

$$E_o \leq E_i \quad (1.5)$$

となり、この回路は降圧形回路と呼ばれる。この回路において、 T_{on}/T_s を制御することにより、出力電圧 E_o の調整ができることが分かる。



(a) S はオン、D はオフ



(b) S はオフ、D はオン

図 1.7 降圧形回路の等価回路

1. 2. 5 昇圧形回路

図 1.8(a)および(b)は図 1.6(b)の回路において、スイッチ S がオンおよびオフの場合に対しての等価回路である。S がオンである $t=0 \sim T_{on}$ の期間に L に蓄えられるエネルギー U_{on} は、

$$\begin{aligned} U_{on} &= \int_0^{T_{on}} v_L i_L dt = \int_0^{T_{on}} E_i I_L dt \\ &= E_i I_L T_{on} \end{aligned} \quad (1.6)$$

となる。また、S がオフである $t=T_{on} \sim T_s$ の期間に L から放出され、負荷 R に伝送されるエネルギー U_{off} は、

$$\begin{aligned} U_{off} &= \int_{T_{on}}^{T_s} v_L i_L dt \\ &= \int_{T_{on}}^{T_s} (E_o - E_i) I_L dt \\ &= (E_o - E_i) I_L (T_s - T_{on}) \end{aligned} \quad (1.7)$$

となる。 $U_{on} = U_{off}$ より、

$$E_o = \frac{T_s}{T_s - T_{on}} E_i = \frac{T_s}{T_{off}} E_i \quad (1.8)$$

が求まる。ここで、 T_{off} はスイッチ S のオフ時間であり、

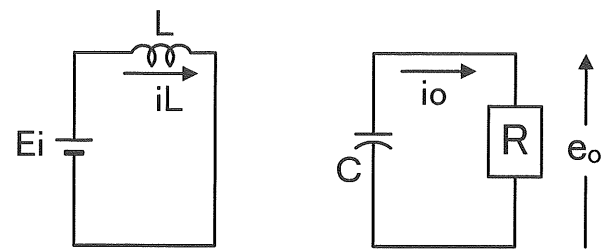
$$T_{off} = T_s - T_{on} \quad (1.9)$$

である。

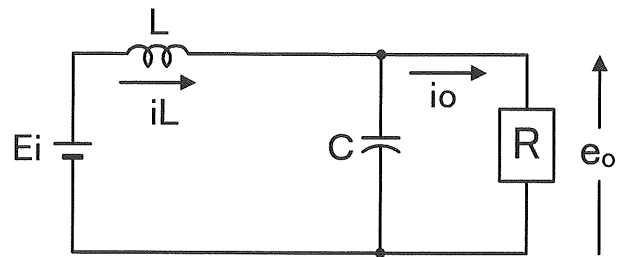
式(1.8)は図 1.6 (b)の回路の出力電圧 E_o を示す。ここで、 $T_{on}/T_s \leq 1$ 、 $T_s/T_{off} \geq 1$ および $0 \leq T_{on}/T_{off} < \infty$ であることを考慮すれば図 1.6(b)の回路においては、

$$E_o \geq E_i \quad (1.10)$$

となり、この回路は昇圧形回路と呼ばれる。この回路においても、 T_{on}/T_s を制御することにより、出力電圧 E_o の調整ができることが分かる。



(a) S はオン、D はオフ



(b) S はオフ、D はオン

図 1.8 昇圧形回路の等価回路

1. 2. 6 昇降圧形回路

図 1.6(c)の回路において、S がオン、オフの場合に対して、図 1.9(a)および(b)の等価回路が得られる。S がオンである $t=0 \sim T_{on}$ の期間に L に蓄えられるエネルギー U_{on} は、

$$\begin{aligned} U_{on} &= \int_0^{T_{on}} v_L i_L dt = \int_0^{T_{on}} E_i I_L dt \\ &= E_i I_L T_{on} \end{aligned} \quad (1.11)$$

となる。また、S がオフである $t=T_{on} \sim T_s$ の期間に L から放出され、負荷 R に伝送されるエネルギー U_{off} は、

$$\begin{aligned} U_{off} &= \int_{T_{on}}^{T_s} v_L i_L dt = \int_{T_{on}}^{T_s} E_o I_L dt \\ &= E_o I_L (T_s - T_{on}) \end{aligned} \quad (1.12)$$

となる。 $U_{on} = U_{off}$ より

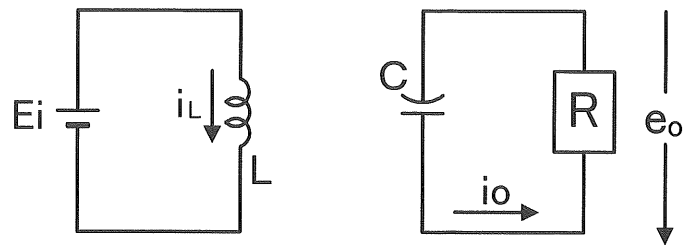
$$E_o = \frac{T_{on}}{T_s - T_{on}} E_i = \frac{T_{on}}{T_{off}} E_i \quad (1.13)$$

が求まる。但し、 T_{off} は式(13)で与えられる。

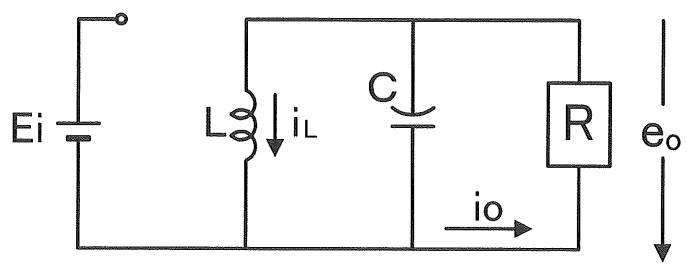
式(1.13)は図 1.6 (c)の回路の出力電圧 E_o を示す。ここで、 $T_{on}/T_s \leq 1$ 、 $T_s/T_{off} \geq 1$ および $0 \leq T_{on}/T_{off} < \infty$ であることを考慮すれば、図 1.6(c)の回路においては、

$$\left. \begin{aligned} T_{on} \geq T_{off} \text{ であれば } E_o &\geq E_i \\ T_{on} < T_{off} \text{ であれば } E_o &< E_i \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

となり、この回路は昇降圧形回路と呼ばれる。この回路においても、 T_{on}/T_s を制御することにより、出力電圧 E_o の調整ができることが分かる。



(a) S はオン、D はオフ



(b) S はオフ、D はオン

図 1.9 昇降圧形回路の等価回路

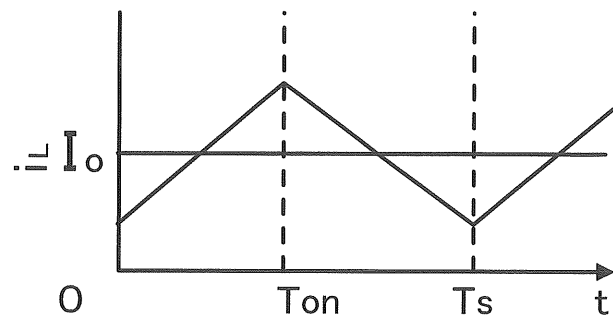
1. 2. 7 連続モードと不連続モード

図 1.6(a)の降圧形コンバータ回路において、 C が十分大きく、リアクトルのインダクタンスを L 、出力電圧を e_o とし、回路の内部損失が十分小さく無視できるものと仮定する。この場合、リアクトル L を流れるリアクトル電流 i_L の波形は L が比較的大きい場合には、図 1.10 (a)のようになる。 L が小さくなれば、 i_L のリプルが増大し、さらに L が小さくなれば図 1.10(b)のように $t=0$ 、および $t=T_s$ において $i_L=0$ となる。このときの L の値は臨界インダクタンスと呼ばれ L_c で表される。図 1.10(c)の場合、すなわち $L=L_c$ よりさらに L が小さくなれば、ダイオード D のために i_L は $i_L \geq 0$ なる条件に拘束されるので、 $t=T_{on}+T_2 \sim T_s$ の期間で $i_L=0$ が保持される。図 1.10(b)を考慮して、臨界インダクタンス L_c を求めると

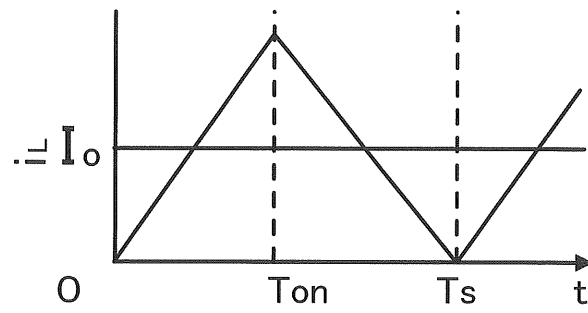
$$L_c = \frac{T_{on}T_{off}}{2T_s} \frac{E_i}{I_o} \quad (1.15)$$

となる。

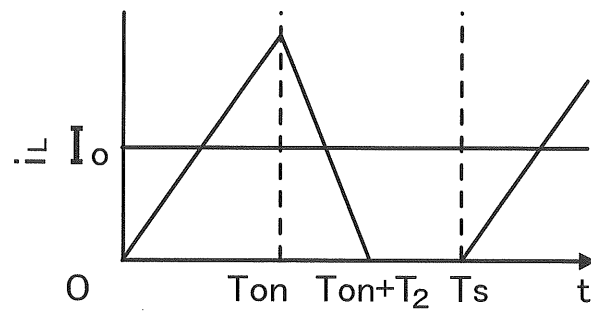
図 1.10 (c)の場合に対して、 $t=T_{on}+T_2 \sim T_s$ の期間ではスイッチ S およびダイオード D が両方ともオフであり、この期間では、図 1.6(a)の降圧形コンバータ回路の等価回路は図 1.11 のように表される。したがって、図 1.10(a)、(b)に示したような、 $L \geq L_c$ の場合には、降圧形コンバータは図 1.7(a)および(b)の2つの等価回路で表され、リアクトル電流は常に連続である。しかし、図 1.10(c)に示したように $L < L_c$ の場合には、図 1.7(a)、(b)および図 1.11 の3つの等価回路で表され、リアクトル電流は断続し、不連続となる。前者はリアクトル電流の連続モード、後者は不連続モードと云われる。



(a) L が比較的大きい場合



(b) $L = L_c$ の場合



(c) L が L_c より小さい場合

図 1.10 リアクトル電流 i_L の波形

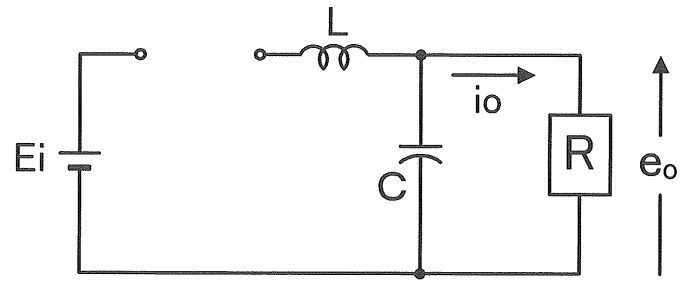


図 1.11 S,D がともにオフの場合の等価回路

図 1.6(b)および(c)の昇圧形コンバータおよび昇降圧形コンバータについても、リアクトル電流の連続モードと不連続モードに関する臨界インダクタンスがある。

昇圧形コンバータに対しては図 1.8(a)および(b)の等価回路より、臨界インダクタンス L_c は、

$$L_c = \frac{T_{on}}{2} \frac{E_i}{I_o} \quad (1.16)$$

である。

昇降圧形コンバータに対しては図 1.9(a)および(b)の等価回路より、臨界インダクタンス L_c は、

$$L_c = \frac{T_{on}}{2} \frac{RE_i}{RI_o} \quad (1.17)$$

である。

降圧形回路、昇圧形回路および昇降圧形回路における臨界インダクタンス L_c を示す式(1.15)、(1.16)および(1.17)を用いて、各回路に対するリアクトル電流の連続であるための条件を求めると、各回路の出力電圧 E_o を示す式(1.4)、(1.8)および(1.13)を考慮して、

昇圧形コンバータに対しては

$$\frac{I_o}{E_i} \geq \frac{1}{2f_s L} \frac{E_i}{E_o} \left(1 - \frac{E_i}{E_o}\right) \quad (1.18)$$

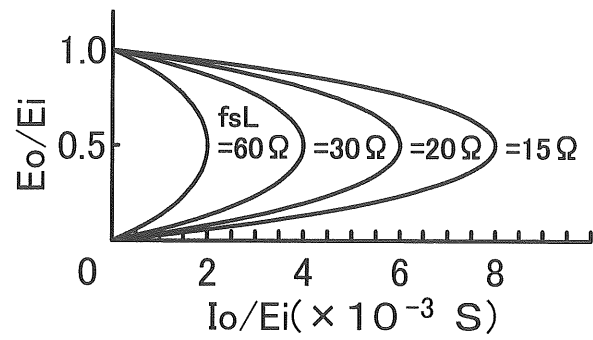
降圧形コンバータに対しては

$$\frac{I_o}{E_i} \geq \frac{1}{2f_s L} \frac{E_o}{E_i} \left(1 - \frac{E_o}{E_i}\right) \quad (1.19)$$

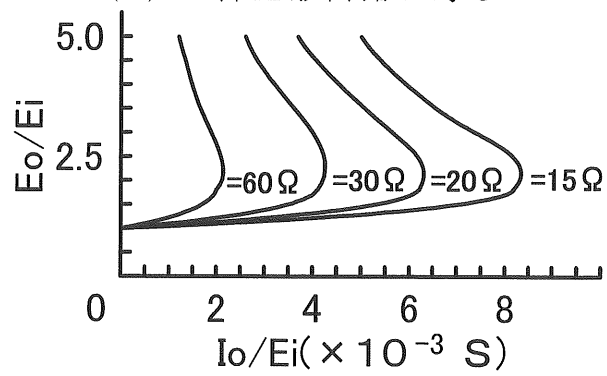
昇降圧形コンバータに対しては

$$\frac{I_o}{E_i} \geq \frac{1}{2f_s L} \frac{E_o}{E_i} \left/ \left(1 + \frac{E_o}{E_i}\right) \right. \quad (1.20)$$

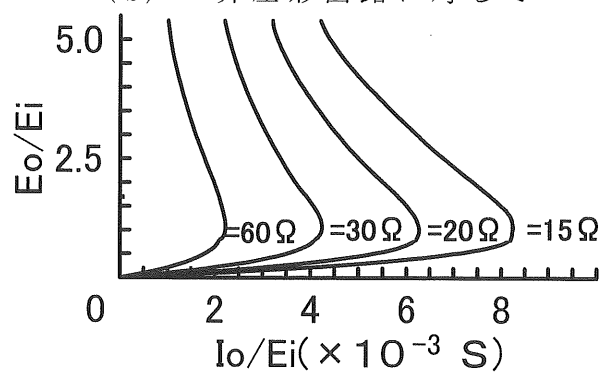
となる。式(1.18)、(1.19)および(1.20)より、各回路に対するリアクトル電流の連続モードの領域と不連続モードの領域との境界を図示すると、 $f_s L$ をパラメータとして、図 1.12(a)、(b)および(c)となる。境界線より負荷電流 I_o が小さい領域でリアクトル電流は不連続となる。これより、 $f_s L$ が小さくなるほどリアクトル電流不連続モードの領域が広がることが分かる。



(a) 降圧形回路に対して



(b) 昇圧形回路に対して



(c) 昇降圧形回路に対して

図 1.12 リアクトル電流の連続領域と不連続領域の境界

1. 2. 8 不連続モードでの特性

図 1.12(a)、(b)および(c)に示したように、 $f_s L$ あるいは負荷電流 I_o が境界値よりも小さくなると、各コンバータ回路はリアクトル電流の不連続モードを取る。このモードでは、降圧形、昇圧形および昇降圧形コンバータは、図 1.13、図 1.14 および図 1.15 に示すように、それぞれ 3 つの動作状態を取る。ここでは、この電流不連続モードでの各コンバータの出力特性について述べる。

降圧形コンバータについて、図 1.13(a)、(b)および(c)を用いてリアクトル電流 i_L を求めると、 $0 \leq t < T_{on}$ の期間では、

$$i_L = \frac{E_i - E_o}{L} t \quad (1.21)$$

$T_{on} \leq t < T_{on} + T_2$ の期間では、

$$i_L = \frac{E_i - E_o}{L} T_{on} - \frac{E_o}{L} (t - T_{on}) \quad (1.22)$$

$T_{on} + T_2 \leq t < T_s$ の期間では、

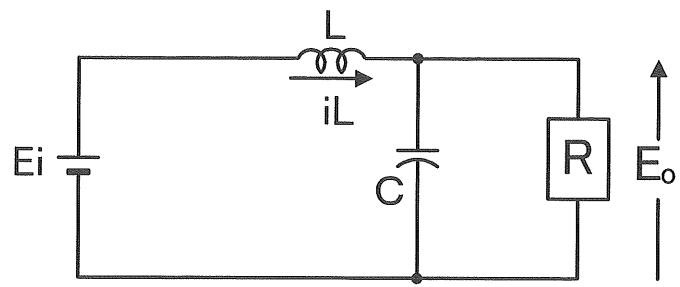
$$i_L = 0 \quad (1.23)$$

となる。

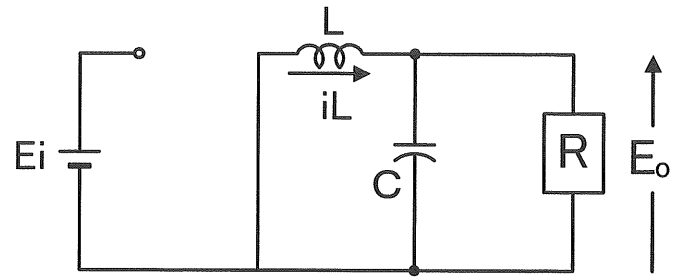
式(1.22)において、 $t = T_{on} + T_2$ で $i_L = 0$ となることを考慮すれば、出力電圧 E_o は、

$$E_o = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_2} E_i \quad (1.24)$$

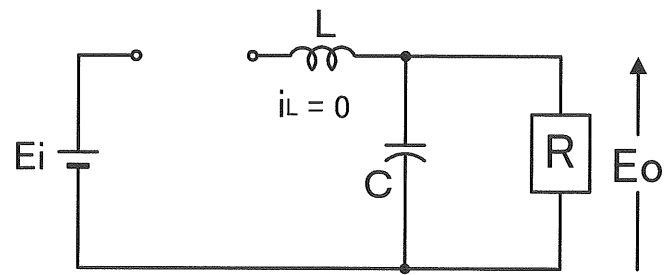
となる。



(a) S はオン、 D はオフ



(b) S はオフ、 D はオン



(c) S 、 D がともにオフ

図 1.13 降圧形回路に対する等価回路

昇圧形コンバータについて、図 1.14(a)、(b)および(c)を用いて i_L を求めると $0 \leq t < T_{on}$ の期間では、

$$i_L = \frac{E_i}{L} t \quad (1.25)$$

$T_{on} \leq t < T_{on} + T_2$ の期間では、

$$i_L = \frac{E_i}{L} T_{on} + \frac{E_i - E_o}{L} (t - T_{on}) \quad (1.26)$$

$T_{on} + T_2 < t < T_s$ の期間では、

$$i_L = 0 \quad (1.27)$$

となる。

式(1.26)において、 $t = T_{on} + T_2$ で $i_L = 0$ となることを考慮すれば、出力電圧 E_o は、

$$E_o = \frac{T_{on} + T_2}{T_2} E_i \quad (1.28)$$

となる。

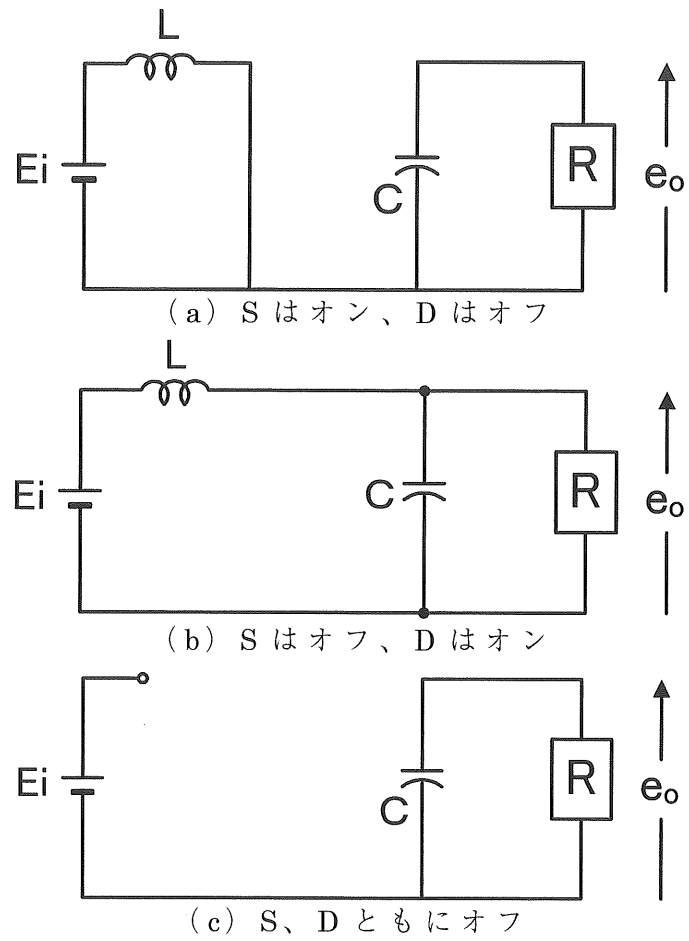


図 1.14 昇圧形回路に対する等価回路

昇降圧形コンバータについて、図 1.15(a)、(b)および(c)を用いて i_L を求めると、 $0 \leq t < T_{on}$ の期間では、

$$i_L = \frac{E_i}{L} t \quad (1.29)$$

$T_{on} \leq t < T_{on} + T_2$ の期間では、

$$i_L = \frac{E_i}{L} T_{on} - \frac{E_o}{L} (t - T_{on}) \quad (1.30)$$

$T_{on} + T_2 < t < T_s$ の期間では、

$$i_L = 0 \quad (1.31)$$

となる。

式(1.30)において、 $t = T_{on} + T_2$ で $i_L = 0$ となることを考慮すれば、出力電圧 E_o は、

$$E_o = \frac{T_{on}}{T_2} E_i \quad (1.32)$$

となる。

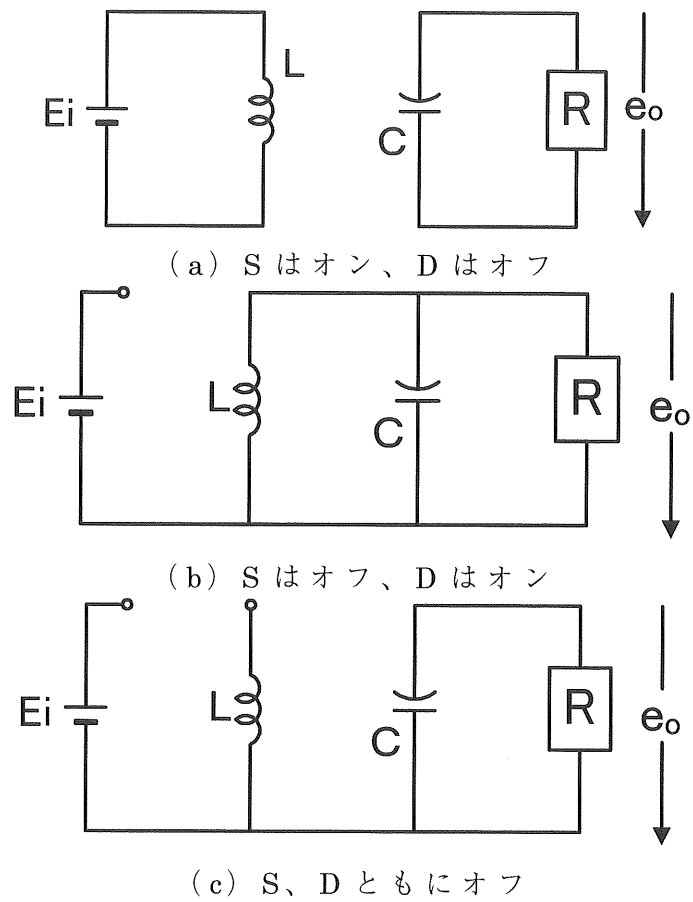


図 1.15 昇降圧形回路に対する等価回路

式 (1.28) 及び式 (1.32) は昇圧形及び昇降圧形のコンバータは安定化を施さない場合不連続モードで出力電圧 E_o が異常に上昇することを示している。図 1.16 は昇降圧形コンバータにおいての出力電圧特性の 1 例である。これは、次のように説明できる。オン時間 T_{on} が与えられた時、この T_{on} 、入力電圧 E_i およびリアクトルのインダクタンスにより決まる励磁電流に相当した入力電流すなわち入力電力がリアクトルに蓄えられる。この電力が負荷に送られるので、負荷側で入力電力相当分を消費するために出力電圧 E_o が上昇する。

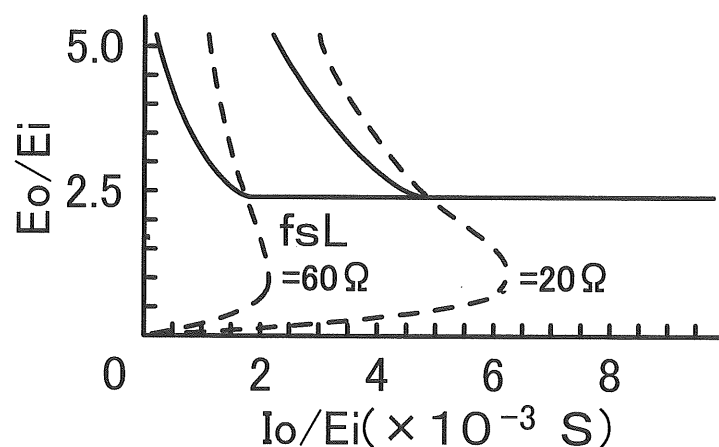


図 1.16 動作モードと出力特性

1. 3 入出力の絶縁

前節までコンバータの基本的な回路構成について述べた。DC・DC コンバータには入出力の電圧変換のほか、電源系統の分離のため入出力の絶縁を求められることがしばしばある。ここでは、入出力間の絶縁をトランスを用いた実用的な回路の構成について説明する。

1. 3. 1 昇降圧形および降圧形回路を基本とする

入出力絶縁形コンバータ

図 1.17 は昇降圧形回路を基本とする絶縁形の昇降圧形コンバータである。図において、L は入出力絶縁および変圧のためのトランスとエネルギー蓄積、放出のためのリアクトルの 2 つの働きを担っている。この回路はフライバック・コンバータとも云われ、回路構成が非常に簡単であり、100 W 程度以下の小容量の電源としてよく用いられる。

図 1.18 に示す 4 つの回路は降圧形回路を基本とする絶縁形のコンバータである。図 1.18(a) はフォワード・コンバータと云われ、回路構成が簡単で、数十 W から 500 W 程度までの電源として用いられる。図 1.18(b) はプッシュプル・コンバータであり、2 個のスイッチ S_1 および S_2 は 180° の位相差で交互にオン、オフが行われる。フォワード・コンバータより大きな出力電力を得ることができ、1 kW 程度以下の電源として利用される。この回路は、比較的入力電圧が低い場合に有効である。図 1.18(c) はハーフブリッジ・コンバータである。スイッチ S_1 および S_2 は 180° の位相を保って交互にオン、オフされる。出力電力容量が 1 kW 程度以下で、しかも比較的入力電圧が高い場合によく用いられる。図 1.18(d) はフルブリッジ・コンバータである。スイッチ S_1 と S_4 、および S_2 と S_3 はそれぞれ同期が取られてオン、オフ動作を 180° 位相差で交互に繰り返す。1 kW から数 kW 程度までの比較的電力容量の大きな電源に用いられる。以上の絶縁形コンバータの中で、図 1.18(b)、(c) および (d) の回路においては、 180° の位相差でオン、オフしているスイッチのオン時間の重なりは短絡故障のモードであり、絶対に避けなければならない。

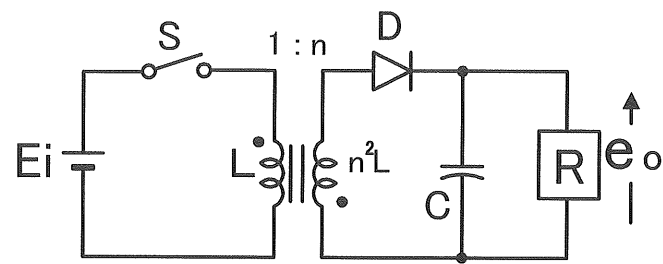
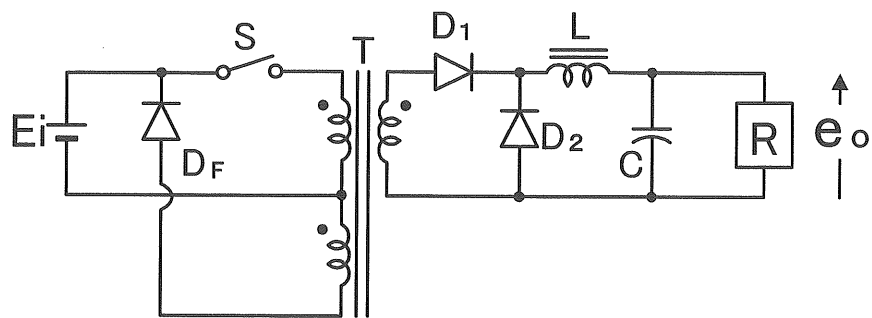
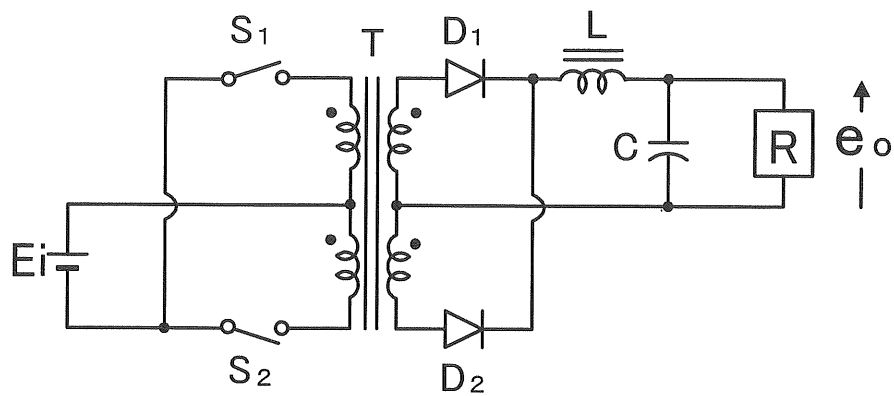


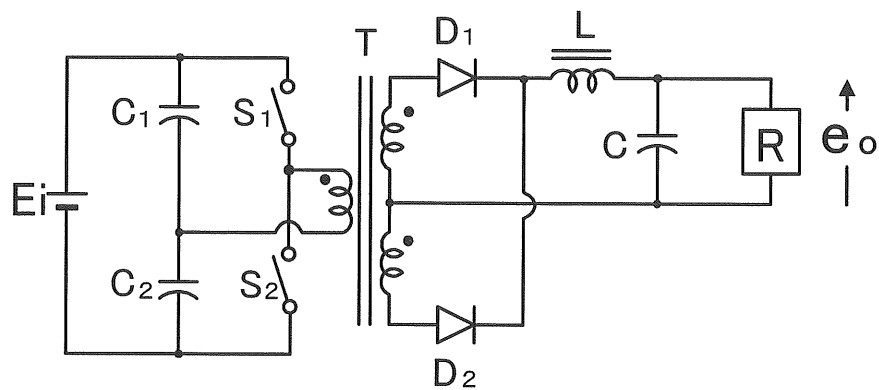
図 1.17 絶縁型の昇降圧形コンバータ



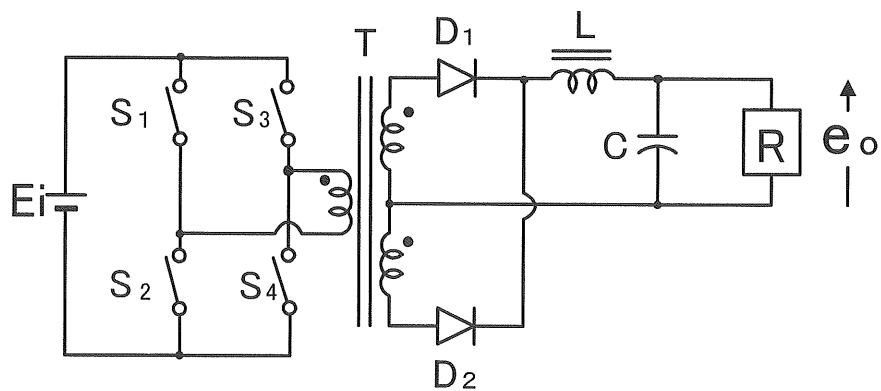
(a) フォワードコンバータ



(b) プッシュプルコンバータ



(c) ハーフブリッジコンバータ



(d) フルブリッジコンバータ

図 1.18 昇降圧形回路を基本とする絶縁型コンバータ

1. 4 制御回路

1. 4. 1 制御方式

コンバータ回路においては、リアクトルの持つエネルギー蓄積の特性を利用し、スイッチがオンの期間にリアクトルにエネルギーを蓄え、オフの期間にこの蓄積エネルギーを負荷回路に放出し、蓄積と放出の時間比率すなわち時比率を制御することにより、直流入力電圧を任意の大きさの直流出力電圧に変換することができる。この時比率を変化させる方法としては、

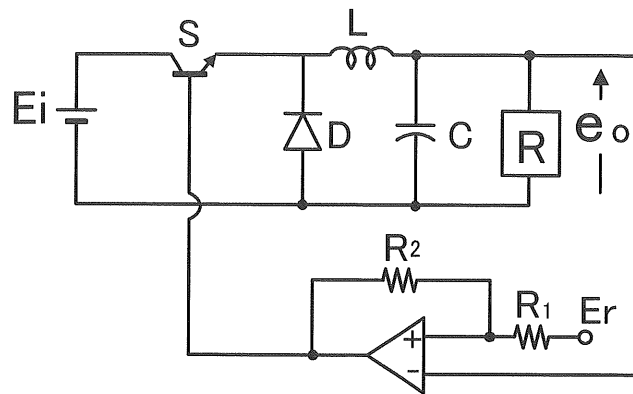
(1) スイッチング周波数は一定でパルス幅（オン時間）を変化させる方法
（パルス幅変調方式、PWM 方式）

(2) パルス幅は一定でスイッチング周波数を変化させる方法

(3) スイッチング周波数およびパルス幅の両方を変化させる方法

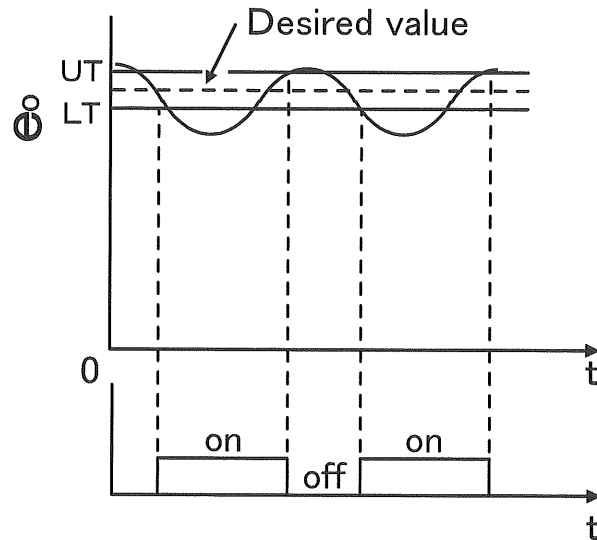
の3つがある。この中で、(1)のスイッチング周波数を一定にし、オン時間を変化させる PWM 方式はスイッチングコンバータにおいて最もよく用いられる方法である。また、(2)の方法は後述する電圧共振形コンバータでよく用いられる。(3)の方法は図 1. 19 に示すように、出力電圧のリプルとヒステリシスコンパレータを利用することにより容易に実現され、システム構成が簡単になる。ただし、図において L T および U T は lower threshold level および Upper threshold level を意味する。

次に PWM 制御回路の構成および動作原理について述べる。



Comparator

(a) 回路構成



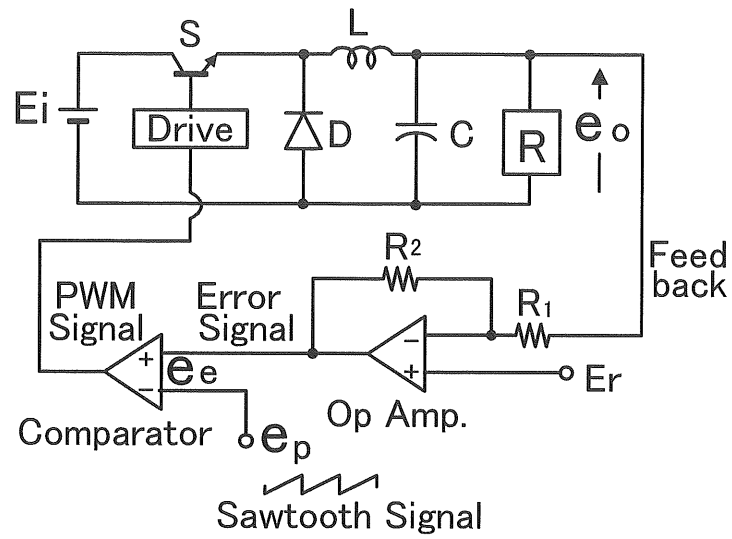
(b) 動作原理

図 1.19 ヒステリシスコンパレータを持つ事例式コンバータと動作原理

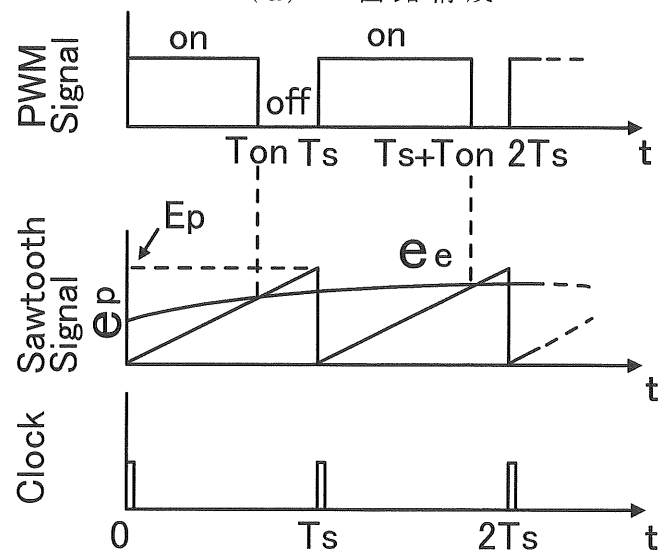
1. 4. 2 PWM 制御

図 1.20 は PWM 制御回路の動作原理を示している。図 1.20(a)に示すように、コンバータの出力電圧 e_o は基準電圧 E_r と比較され、直流ゲイン $A(R_2/R_1)$ の誤差増幅器で増幅され、誤差電圧 e_e が出力される。 e_e は比較器でピーク値 E_p ののこぎり波電圧 e_p と比較され、パルス幅 T_{on} の PWM 信号が出力される。

図 1.21 は図 1.20 の PWM 制御回路にフィードフォワード制御を追加した PWM 制御回路の構成を示している。また、図 1.22 はスイッチを流れる電流をのこぎり波として用いた電流インジェクト方式の PWM 制御回路の例を示している。この方式では、スイッチ電流のピーク値が自動的に制限され、過電流保護機能を持ち、また、リアクトル電流の成分をフィードバックするため、回路動作の安定性が増大する。



(a) 回路構成



(b) 動作原理

図 1.20 PWM 方式コンバータとその動作原理

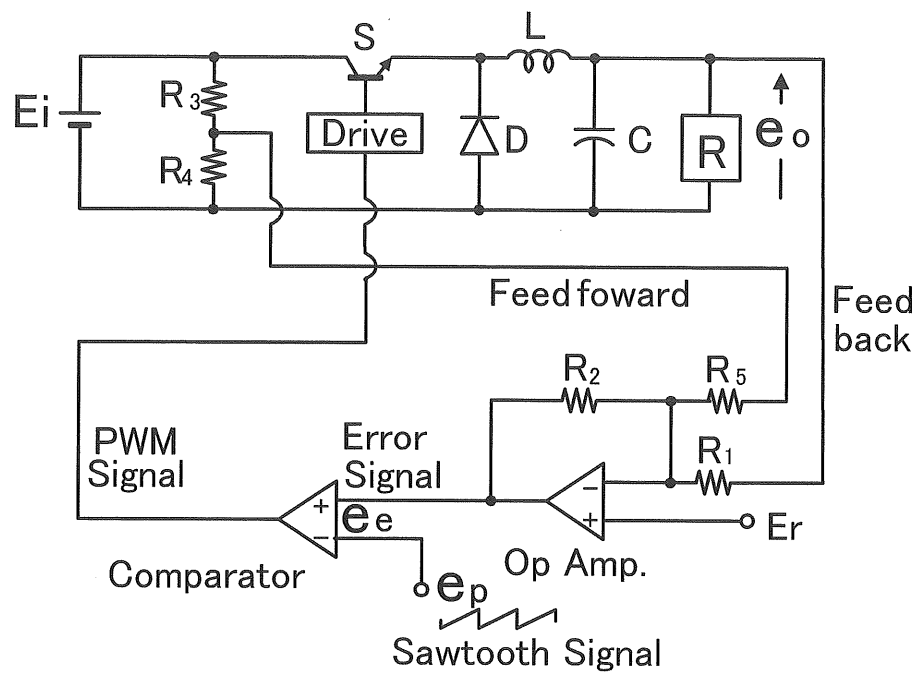
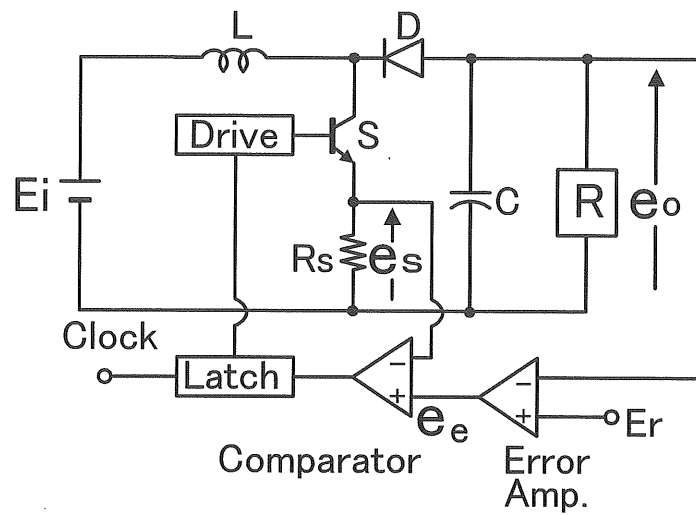
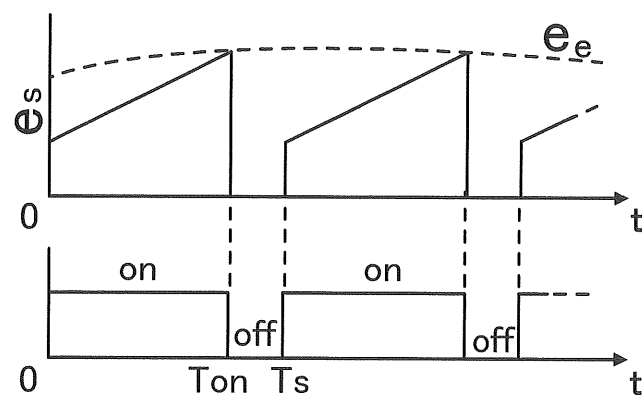


図 1.21 フィードフォワード制御を付加した PWM コンバータ



(a) 回路構成



(b) 動作原理

図 1.22 電流印ジェ区と方式 PWM コンバータとその動作原理

第 2 章 絶縁型多出力 DC-DC コンバータの回路検討

2. 1 緒言

第 1 章で述べたように DC-DC コンバータには様々な回路構成があるが、使用目的や許されるコスト、性能を条件として最も適切な回路が選択される必要がある。発電プラントにおいてアナログ信号の接続先は様々な場所があり電源系統や接地点が異なることが一般的である。そこで、配線工事の容易化や機器保護のため制御装置側でそれぞれの信号は電氣的な絶縁が施されている。その場合制御装置側の回路とフィールド側の回路には当然絶縁された電源が供給されが、制御装置には回路の動作電源として必ず直流安定化電源が用いられている。また、アナログ回路は正負の 2 つの直流電源を必要とする場合が多いため、その元になる電源に制御装置側の直流安定化電源を用いて、電源の絶縁に多出力 DC-DC コンバータを用いる方法は有力である。直流安定化電源の出力としては日本国内においては DC 24 V が一般的で欧米では 48 V が用いられることが多い。

そこで、本章では絶縁型多出力 DC-DC コンバータのうちアナログ回路の絶縁用として最も一般的なトランス絶縁の 2 出力回路について検討する。ここで、アナログ信号はコンピュータの信号入出力基板で取り扱うため絶縁型の DC-DC コンバータも基盤に実装可能なことが重要な条件となる。したがって、特性とともに回路の簡素さも検討項目とした。

2. 2 DC インพุット 2 出力 DC-DC コンバータの回路構成

第 1 章で述べた絶縁型コンバータのうちフルブリッジ・コンバータは回路が複雑で、小電力の用途には向かないため、ここではフォワード、フライバック、プッシュプル、ハーフブリッジの構成について基本回路と特徴を述べ、アナログ信号絶縁モジュールの基板に適用する場合の特徴について評価する。

図 2-1 にフォワード方式 2 出力 DC-DC コンバータの基本回路を示す。本回路は回路構成上偏励磁はないため、その対策は必要ないが出力側の L が必要で、小型化が難しい。また、軽負荷時に出力電圧の上昇があるため、その対策が必要である。

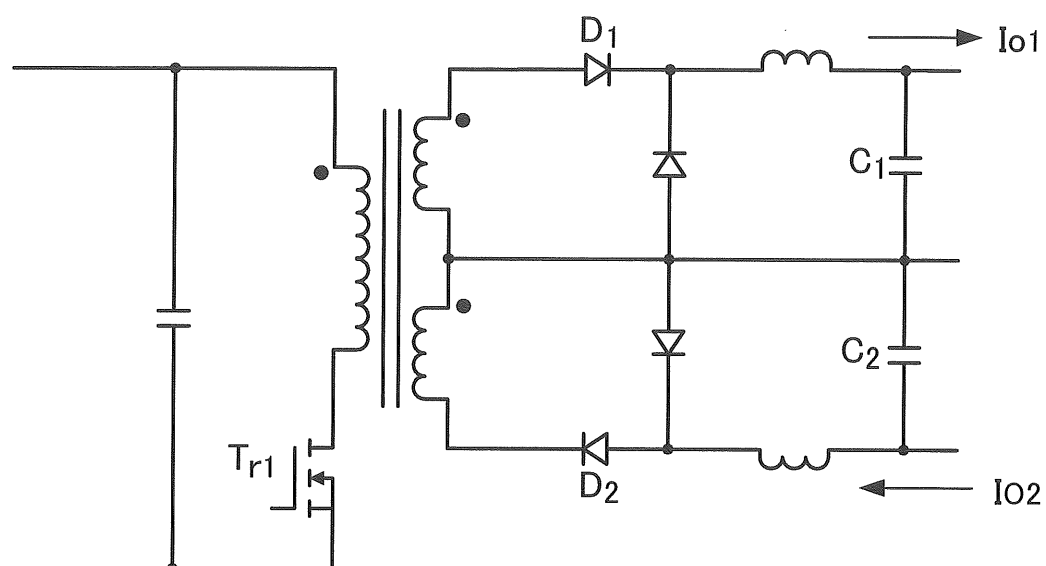


図 2・1 フォワード方式 2 出力 DC・DC コンバータ基本回路

図 2・2 にフライバック方式 2 出力 DC・DC コンバータの基本回路を示す。本回路は構成する素子が少なく、また回路構成上偏励磁はないため回路が簡素である。エネルギーをトランスに蓄えるためトランスの設計が重要である。軽負荷時の出力電圧上昇の対策が必要である。

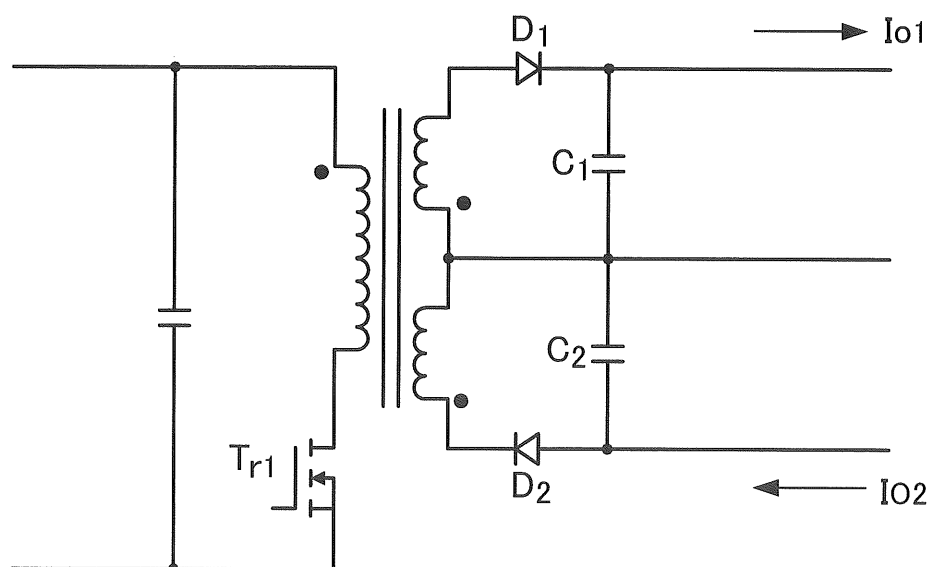


図 2・2 フライバック方式 2 出力 DC・DC コンバータ基本回路

図 2・3 にプッシュプル型 C 平滑方式 2 出力 DC・DC コンバータの基本回路を示す。本回路は回路構成上、スイッチの ON 幅の相違があると偏励磁が懸念されるため、コアにギャップを入れるなどの対策が必要となる。軽負荷時の出力電圧上昇の対策が必要である。回路構成はフライバック方式よりわずかに素子が多くなるがトランスのインダクタンスはフライバック方式より小さくてよいのでトランスの小型化では有利である。

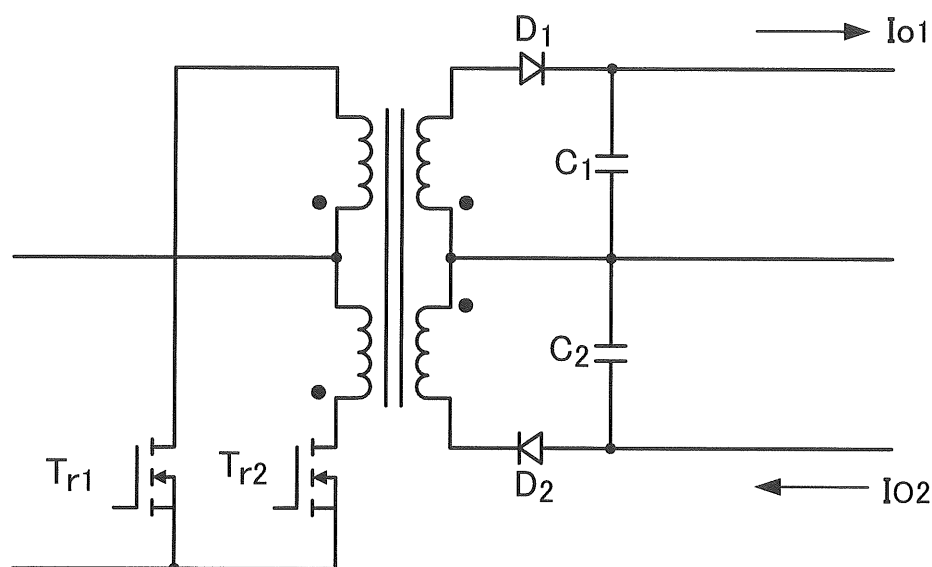


図 2・3 プッシュプル型 C 平滑方式 2 出力 DC・DC コンバータ基本回路

図 2・4 にプッシュプル型 LC 平滑方式 2 出力 DC・DC コンバータの基本回路を示す。回路構成上、偏励磁はあるが出力側の L が偏励磁の抑制に作用するため、大きな問題とはならないと考えられる。軽負荷時の出力電圧上昇の対策が必要である。出力に平滑用の L が必要なため L の形状によっては回路全体の小型化が困難となる可能性がある。

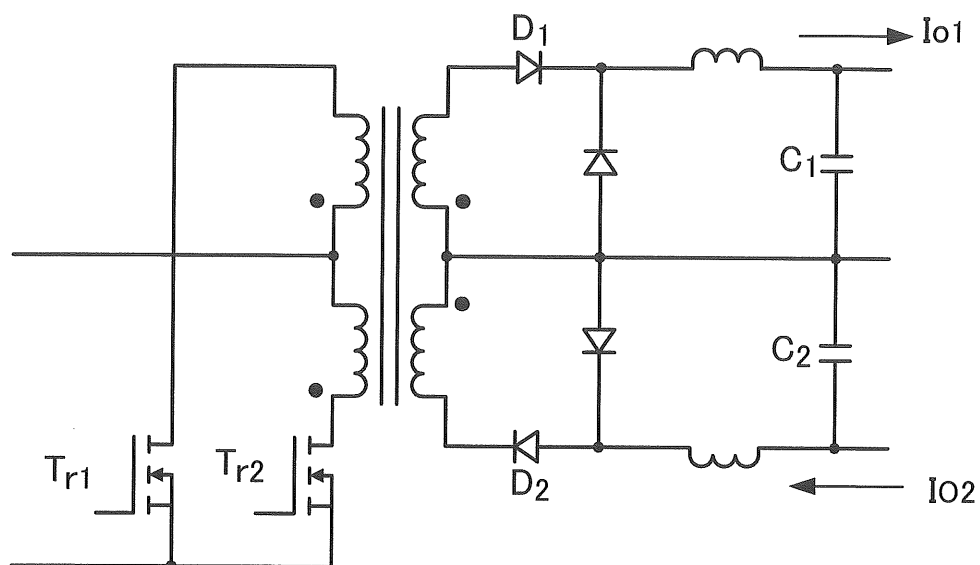


図 2 - 4 プッシュプル型 LC 平滑方式 2 出力 DC-DC コンバータ基本回路

図 2 - 5 にハーフブリッジ型 C 平滑方式 2 出力 DC-DC コンバータの基本回路を示す。本方式はスイッチの ON 幅の相違があると偏励磁が懸念される。また、軽負荷時の出力電圧上昇の対策が必要である。回路構成はフライバック方式に近いが、入力側の回路においてスイッチとキャパシタが 2 倍必要のため小型化の観点からフライバック方式より劣る。

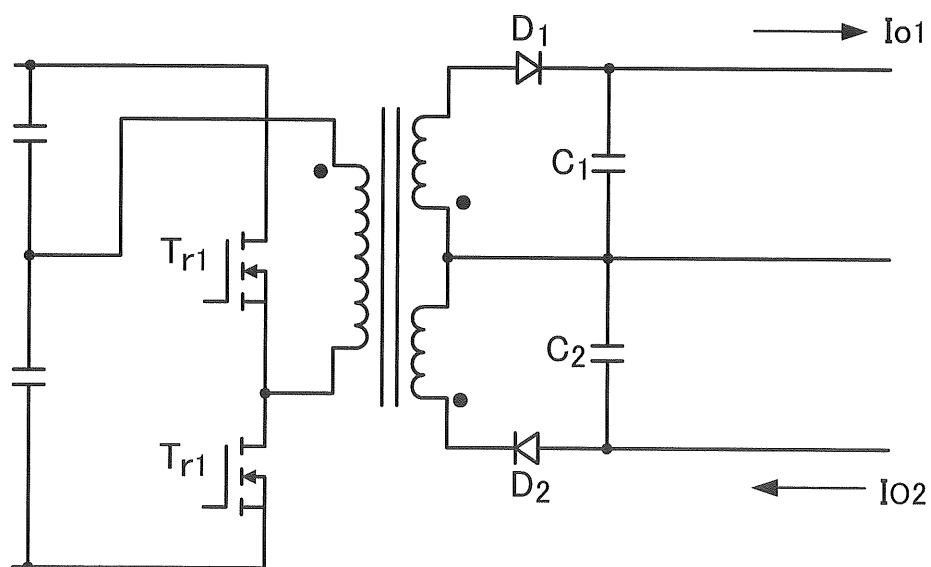


図 2 - 5 ハーフブリッジ型 C 平滑方式 2 出力 DC-DC コンバータ基本回路

図 2・6 にハーフブリッジ型 LC 平滑方式 2 出力 DC・DC コンバータの基本回路を示す。本方式において偏励磁の可能性はあるが出力側の L が偏励磁の抑制に作用する。また、軽負荷時の出力電圧上昇の対策が必要である。出力に L が必要なため小型化の観点からハーフブリッジ型 C 平滑方式より不利である。

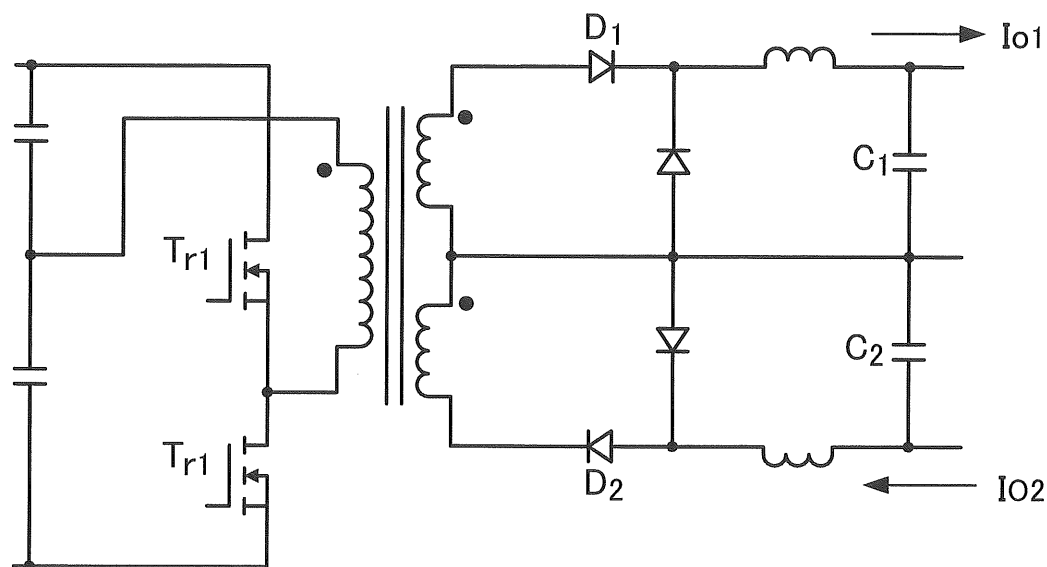


図 2・6 ハーフブリッジ型 LC 平滑方式 2 出力 DC・DC コンバータ基本回路

これまでの基本回路の特徴を小型化の観点から評価した結果を表 2・1 に示す。表に示すように、小型化のためにはフライバック方式もしくはプッシュアップ形 C 平滑方式が適している。

表 2.1 各基本回路の評価

	方式	小型化	軽負荷時の対策	偏励磁	総合評価
(1)	フォワード形	△	必要	無し	△
(2)	フライバック形	◎	必要	無し	◎
(3)	プッシュプル形 C 平滑	○	必要	有り	○
(4)	プッシュプル形 LC 平滑	△	必要	有り	△
(5)	ハーフブリッジ形 C 平滑	△	必要	有り	△
(6)	ハーフブリッジ形 LC 平滑	×	必要	有り	×

2. 3 トランスの小型化

アナログアイソレータの基板に実装可能な I C 化した D C - D C コンバータを実現するためにはトランスの小型化が必要である。その場合トランスには $4.6\text{ mm} \times 3\text{ mm} \times 4\text{ mm}$ の寸法に収まることが望ましい。前節の回路方式のうち最も素子数が少ないものはフライバック方式であるが、トランスにエネルギーを蓄えるためトランスに要求されるインダクタンスは比較的大きい。そこで、フライバック方式で、負荷 30 mA 、スイッチング周波数 500 KHz 程度を想定した場合のトランスの作成方法について検討した。

作成方法として最も一般的な電線巻線トランス、プリントパターンで巻き線を形成するシートトランス、シリコンチップを使用してドライエッチング法でコイルを形成するシリコンドライエッチング法についてそれぞれの特徴を評価した。

(1) 電線巻線トランス

コアの寸法はトランス全体の寸法で制限されるため大きくできない。コアギャップが数 $10\text{ }\mu\text{ m}$ 必要であるが、コアが薄すぎて研磨が困難。また、コアの断面積が小さいため必要なインダクタンスを実現するためには巻き線数を多くしなければならない。電線を絶縁層を含んで 0.1Φ のものを使えば巻き線数は確保できるが巻き線加工が極めて困難で現実的でない。また、2重被服電線を使用して、耐圧は最大で 500 V 程度。

(2) シートトランス

コアの断面積は比較的大きく取れ、巻き線数を軽減できるが、巻き線をプリント基板で作る際最低パターン幅や間隔の制限から可能な巻き線数が決まる。現状のパターンの最小幅、間隔はいずれも 0.1 mm であり、基板両面合わせて 8 T が最大で、必要な巻き線数の実現は難しい。

(3) シリコンドライエッチング法

シリコンチップを使用しドライエッチング法にてコイルを形成する方法は微細加工が可能なため巻き線数、耐圧など要求性能を満足する可能性がある。シリコンチップにコアを通す穴をうまく作れるかが課題となる。

2. 4 製造方法の評価

2. 2 節で述べた書く製造方法の特徴を検討した結果、(1)の電線巻き線トランスはコアの加工や巻線作業が量産時の自動化によるコスト低減の障害となる可能性が高い。また、(2)のシートトランスでは性能的に要求の実現が困難である。(3)のシリコンドライエッチング法の場合、シリコン基板上にトランス、パワーFET、制御回路を集積可能でワンチップのDC-DCコンバータ実現の可能性がある。

今後製品化を狙う上では小型化が可能で量産時の自動化が可能な、シリコンドライエッチング法がトランスの形成方法として適しているといえる。

2. 5 結言

電源を基板実装する観点から基本的なDC-DCコンバータの方式に対し小型化の可能性評価と製造法の検討を行った結果、回路方式ではフライバック方式もしくはプッシュプル形C平滑方式が、トランスの製造方法としてはドライエッチング法が適していると評価できる。

第 3 章 アナログ信号アイソレータにおける 多出力コンバータの応用

3. 1 緒言

3. 1. 1 本研究の背景

写真 3.1 は中近東に建設された火力発電所の全景である。近年、このような、発電プラントにおける制御監視装置（DCIS: Distributed Control and Information System）の機能は CPU の処理能力の飛躍的な向上に伴って高度かつ詳細なものになってきている。そのため、プロセス入出力の数も増加を続け、火力発電プラントにおいては 10000 点を超えるものが普通になってきている。

図 3.1 に火力発電プラントの制御監視装置（DCIS）の全体システム構成図の例を示す。

2003 年に製作した代表的なプラントにおいてはアナログ入力 2400 点、アナログ出力 600 点、接点入力 7800 点、接点出力 3000 点となっており、DCIS を構成する基板の 90% は入出力モジュールが占めている。写真 2 は DCIS の一部を構成するボイラー制御装置である。発電プラントを計画する上で DCIS の消費電力を小さくすることはプラントの所内電源の設計において非常に重要である。通常、DCIS の電源としては交流電源のほか非常用としてバッテリーによる DC 補助電源を持っているが DCIS の消費電力によってそのバッテリー容量が大きく左右されコストや設置場所に大きな影響を与える。したがって、DCIS の入出力モジュールの消費電力を下げることはプラントの電源の計画において重要な貢献といえる。また、モジュールそのものを小型化することができれば DCIS 自体の小型化が図れ、設置場所の確保や工事の費用削減にも効果がある。

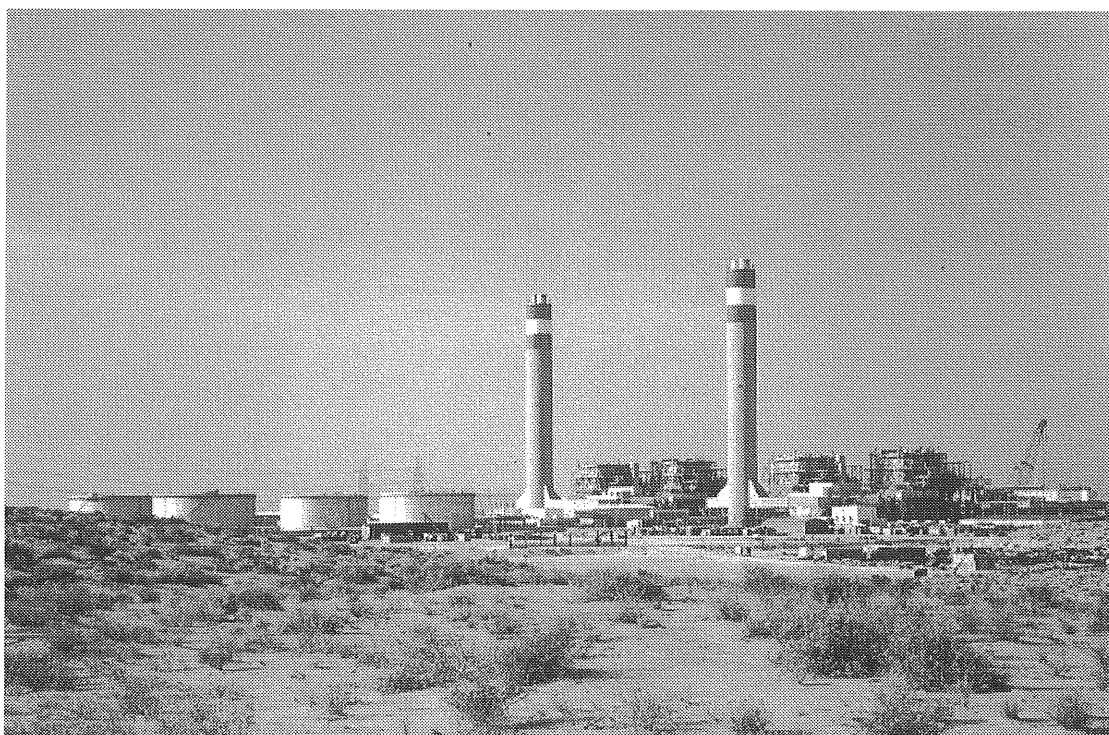


写真 3.1 火力発電所全景

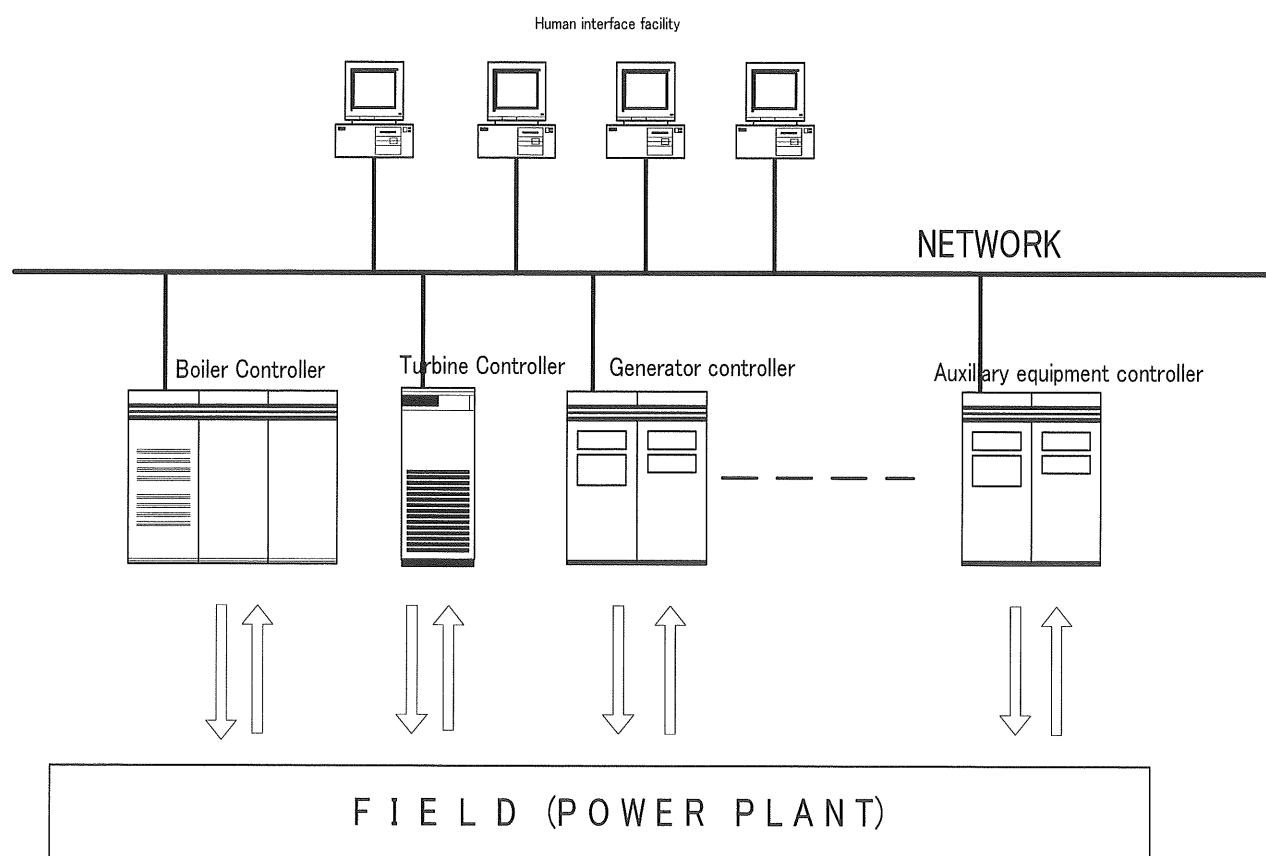


図 3.1 DCIS のシステム構成の概要

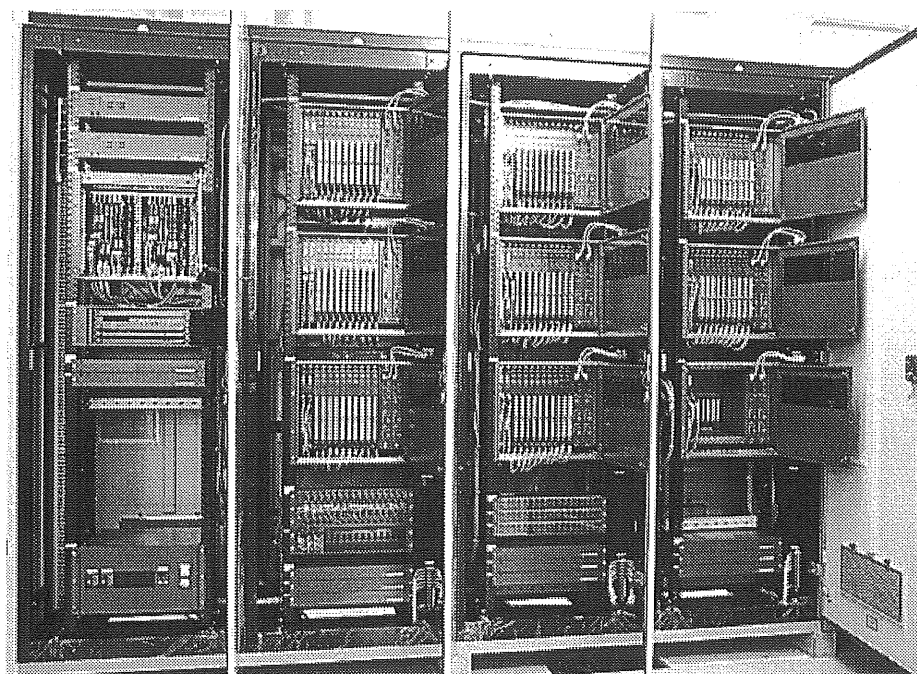


写真 3.2 D C I S におけるボイラー制御装置の例

発電プラントのDCISにおいて入出力信号の接続先は様々な場所があり電源系統や接地点が異なることが多い。そこで、配線工事の容易化や機器保護のため各信号間の電氣的絶縁が必須となっている。図 3.2 にアナログ信号入力における絶縁された電源系統の概念を示す。

普通DCISの入出力モジュール用電源としてDC-DCコンバータが用いられ、信号の絶縁には主にトランスかフォトカプラが用いられている。また、DCISにおいてはアナログ信号の入力と出力の比率は監視用として入力点数が圧倒的に多いという特徴がある。従来、電源と信号の絶縁は別々に議論され電源は汎用的に使用可能なよう厳しい特性が要求されてきた。しかしながら、絶縁型回路電源とアナログ信号のアイソレーションを組み合わせ、これらをシステム全体として考えることによって、電源への必要以上の過剰な要求が排除でき、シンプルでかつ効率の良い電源が実現できることが期待される。

そこで、本研究ではアナログ信号の入力モジュールに焦点を当て、電源と信号の電氣的絶縁をシステムとして捉えたときのDC-DCコンバータに要求される特性を明らかにするとともに、試作実用化したアナログ入力モジュールの特性について検討した。

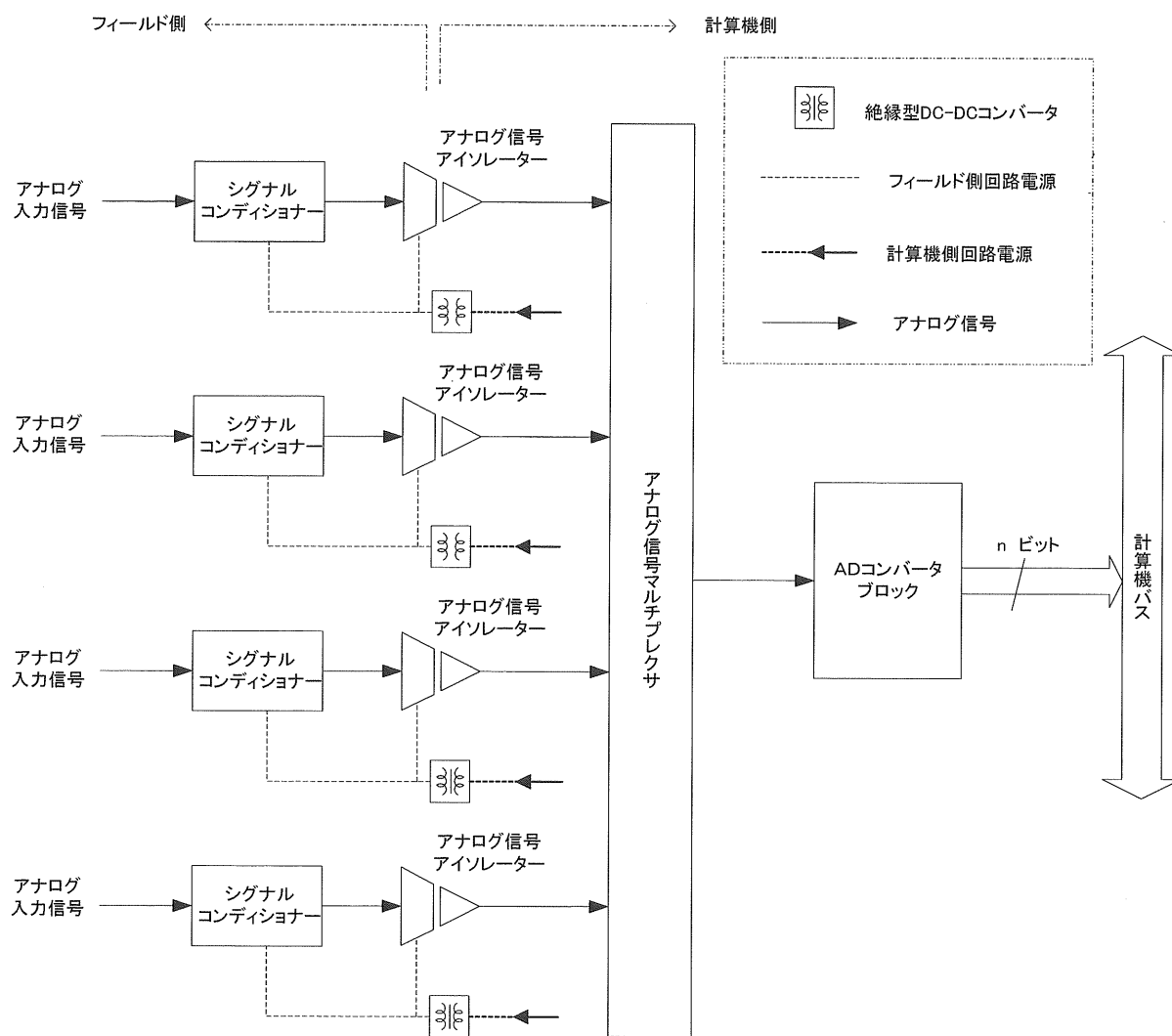


図 3.2 DCIS におけるアナログ入力の信号及び電源系統概念図

3. 2 アナログ信号の絶縁方式

発電プラントにおいてアナログ信号の絶縁方式には絶縁媒体による分類としてトランスを用いるものとフォトカプラを用いるものがある。トランスによる絶縁にはさらに、利用する特性によって二つの方法に分けられる。ひとつは図 3.3 に示すトランスを変成器として用いる方法である。

交流の信号に入力のアナログ信号重畳する電圧変調をかけトランスで絶縁した 2 次側の出力信号を復調してアナログ信号を取り出すものである。もうひとつはパルストランスとして用いるものであり、図 3.4 に示すように入力信号を V C O など周波数変調をかけトランスで絶縁された 2 次側の周波数信号を復調して元のアナログ信号を取り出すものである。

フォトカプラによるアナログ信号の絶縁はほとんどの場合、パルストランスと同様に、入力信号を V C O など周波数変調をかけフォトカプラで絶縁した 2 次側の周波数信号を復調して元のアナログ信号を取り出す方式が用いられている。

一方、フォトカプラのフォトトランジスタ部分を能動領域で動作させ入力アナログ信号をフォトカプラの出力電流値として取り出す方法についてはフォトカプラ自身の光電変換効率の経年変化や温度ドリフトが大きいという欠点のためほとんど使われていない。しかしながら、これらの問題が克服できれば、トランスという機械部品を用いることなくアイソレータを半導体のみの簡単な回路で構成できるため小型化が期待でき、D C I S にとって非常に有効である。ただし、その場合絶縁型多出力 D C 電源が必要となる。そこで、フォトカプラをペアで使用するアイソレーション回路について検討し、実験した結果、回路電源電圧がかなり変動しても信号の入出力特性への影響がシステムとしての許容範囲に納まることがわかった。これは、組み合わせて使う D C - D C コンバータのレギュレーション特性への要求が厳しくないことを意味する。本研究ではこの観点から、多出力 D C - D C コンバータとフォトカプラを用いたアナログシグナルアイソレータを組み合わせ D C I S に適用することを検討した。本章では、フォトカプラを用いたアナログアイソレーション回路の電源電圧に対する特性の実験結果に基づいて、D C - D C コンバータが要求される特性を明らかにし、組み合わせて使用した D C - D C コンバータの構成および特性をしめす。

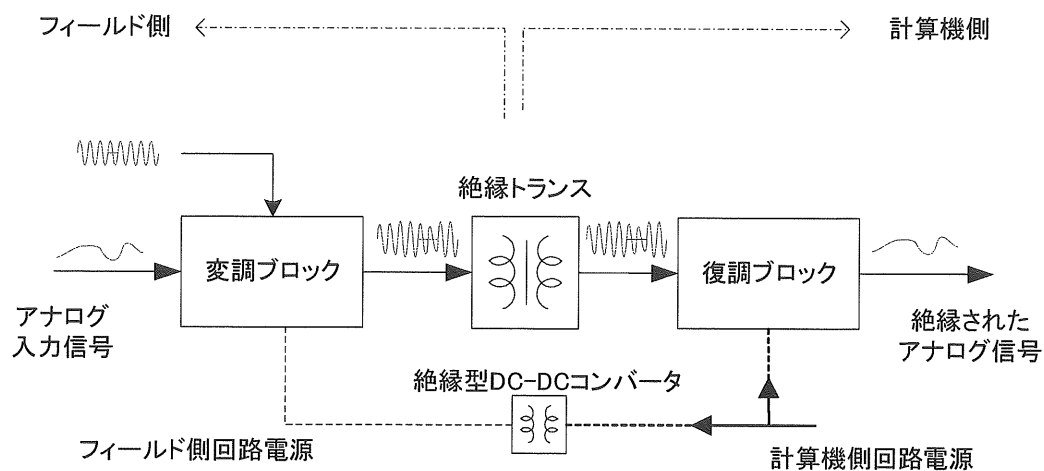


図 3.3 トランスを变成器として用いたアナログ信号絶縁回路ブロック図

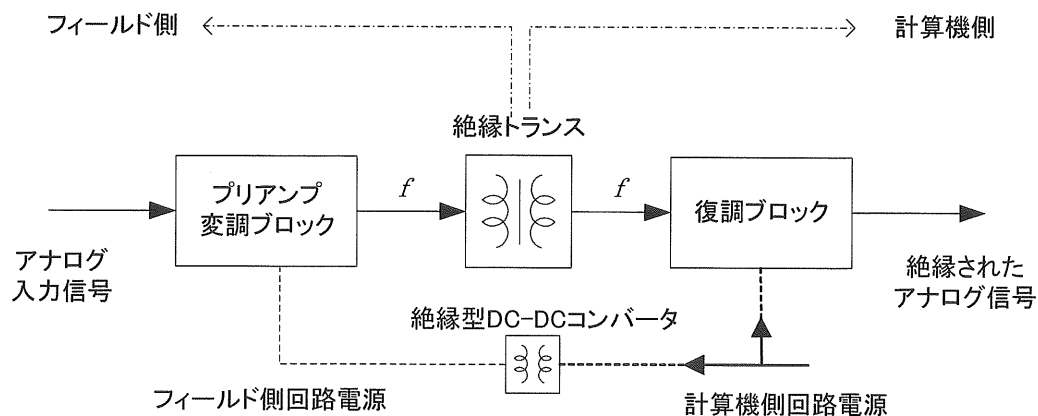


図 3.4 パルストランスを用いたアナログ信号絶縁回路ブロック図

3. 3 アナログ入力モジュール

D C I S には蒸気タービン、ボイラーなど主機の制御装置をはじめ共通設備や島設備の制御装置がネットワークを介して接続されている。それぞれの制御装置は基本的にC P U、ネットワーク、ローカルバス、入出力など機能喪失がプラント運転に重大な影響を与える機能について2重化し信頼性の確保を図っている。図3.5に制御装置の構成図を示す。このシステムにおいてアナログのアイソレーション回路は現場からのアナログ信号のインターフェースとしてP I / O モジュールに実装されている

図3.6に2出力のD C - D C コンバータを使用したフォトカプラによる絶縁型アナログシグナル入力モジュールの構成を示す。絶縁回路は1次側と2次側を絶縁するだけでなくフィールド側のアナログ入力信号相互間も絶縁している。ここで、D C - D C コンバータに供給されるD C I S 内部の電源には通常D C 2 4 Vの安定化電源が用いられており電圧変動は回路動作上無視できる程度に小さい。ただし、ヨーロッパではD C 4 8 Vが用いられることが多い。

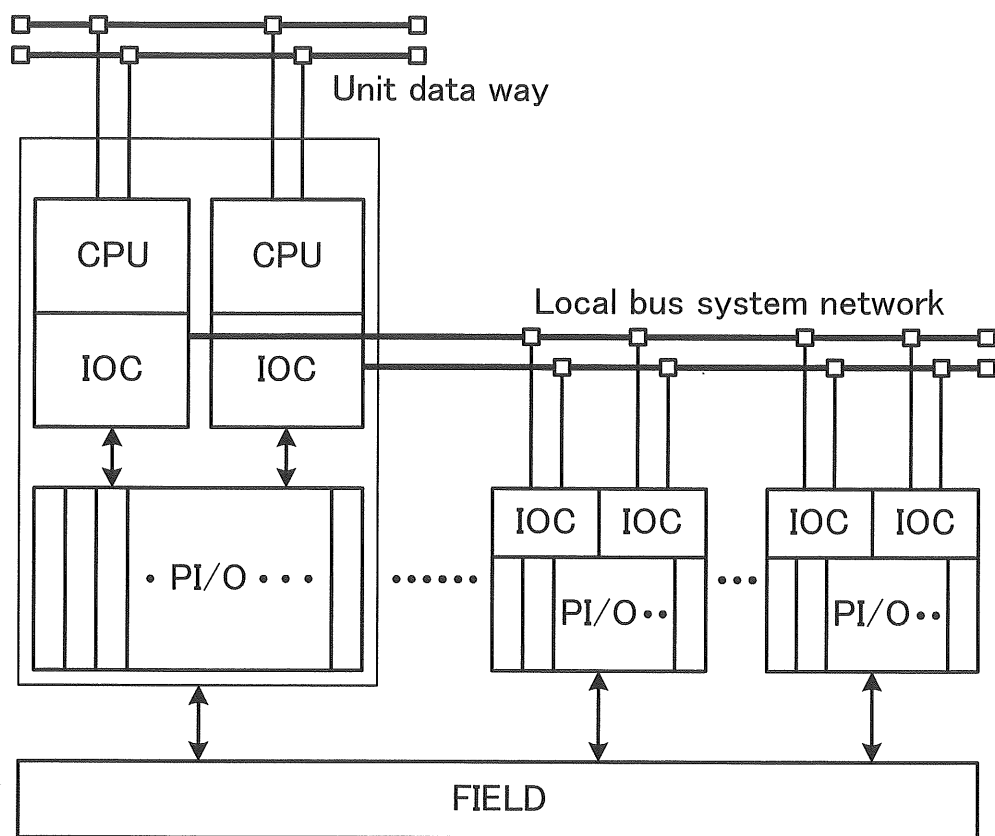


图 3.5 制御装置構成図

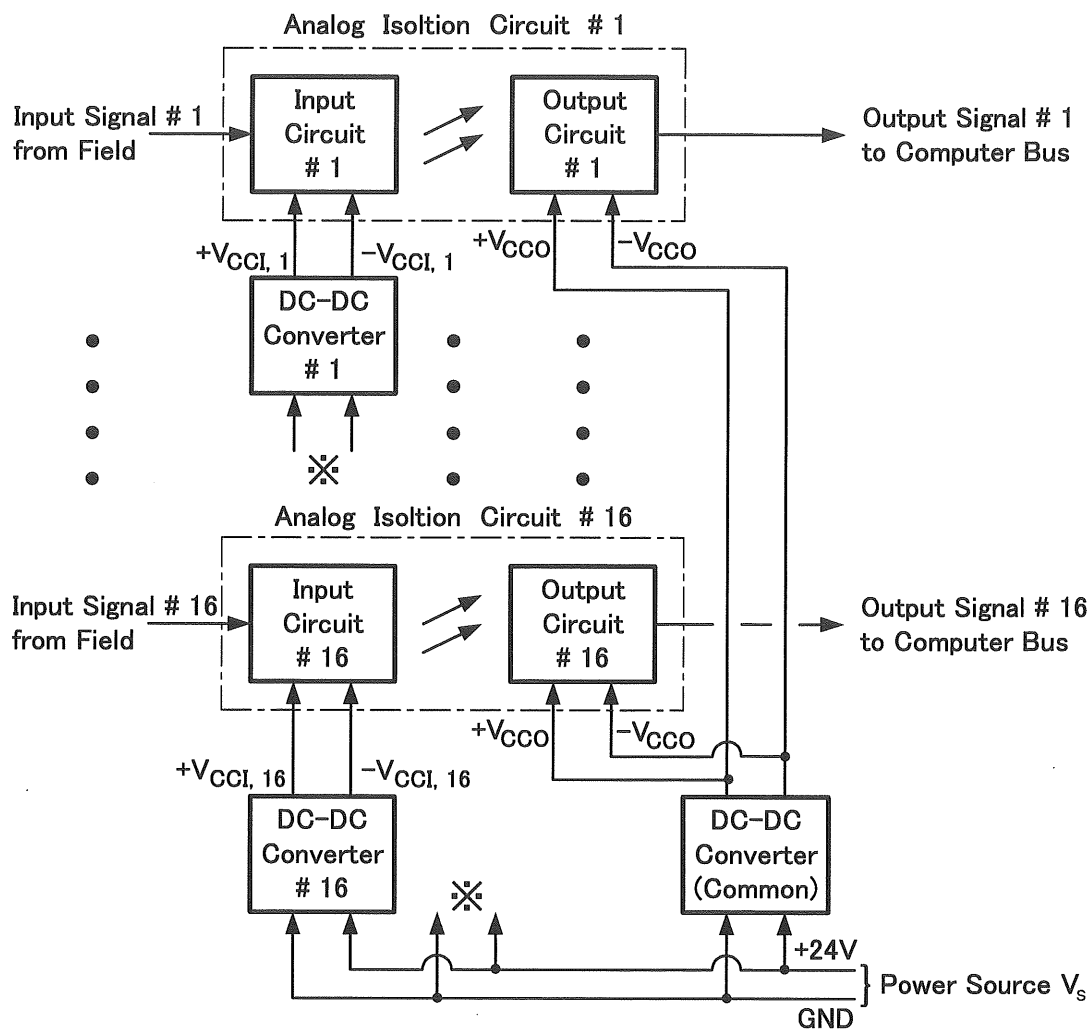


図 3.6 絶縁型アナログ入力モジュールブロック図

3. 4 アナログ信号絶縁回路

図3.7に検討したフォトカプラによるアナログ絶縁回路を示す。ここで1次, 2次の回路電源は $\pm 15\text{V}$ で, アナログ信号の入出力の電圧範囲は $0 \sim 5\text{V}$ である。回路のゲインは1で検討した。また、PD1, PD2 および LEDは同一ウェハー上に形成されたデュアルダイオードのフォトカプラでありその特性はよくそろっている。 V_i は入力電圧、 V_o は入力と電氣的に絶縁された出力電圧である。 $\pm V_{CCI}, N$ はN番目の入力チャンネルのDC-DCコンバータの出力電圧でシステム内部の電源 $\pm V_{CCO}$ 及び各入力チャンネルと相互に絶縁されている。まず図3.7における抵抗 R_1, R_2 について検討する。絶縁回路の2次側は、フォトダイオードPD2に流れる電流 I_{PD2} を電圧に変換する電流-電圧変換回路として動作し、出力電圧は

$$V_o = I_{PD2} R_2 \quad (3.1)$$

となる。OP1の電流リークを無視できるとすれば、フォトダイオードPD1に流れる電流 I_{PD1} は抵抗 R_1 の両端電圧を V_i としたとき、

$$I_{PD1} = \frac{V_i}{R_1} \quad (3.2)$$

であり、LEDの電流に対するPD1とPD2の電流比率は

$$k = \frac{I_{PD2}}{I_{PD1}} \quad (3.3)$$

なので

$$\frac{V_o}{V_i} = k \frac{R_2}{R_1} \quad (3.4)$$

となる。 k を求めるため $R_1 = R_2 = 80\text{K}\Omega$ として $V_i \cdot V_o$

特性を測定した結果 $k \doteq 1$ とわかった。 R_1, R_2 を変えて V_i, V_o の関係を測定しPD1, PD2の飽和点を求めた結果を図3.8に示す。図3.8から、 V_i, V_o の電圧範囲が $0 \sim 5\text{V}$ の時は $R_1 = R_2 = 80\text{K}\Omega$ とすれば良い事がわかる。図3.7のLED素子としての平均電流定格値は 25mA なので最大電流をその50%の 12.5mA となるよう R_3 は $2.5\text{K}\Omega$ とした。

図3.7の回路を用いたアイソレータの電源電圧変動に対する精度・直線性を図3.9に示す。この結果から、このアナログ信号絶縁回路が電源電圧の変動に対する許容幅は $\pm 1.3\%$ 以上と広く、負荷電流は実測の結果 $+V_{CCI}$ 側で $5 \sim 22\text{mA}$ また、 $-V_{CCI}$ 側で $5 \sim 19\text{mA}$ である。

また、アイソレータの精度は $1.3\text{ V} \sim 1.7\text{ V}$ の電源電圧で $0 \sim 5\text{ V}$ の全入力範囲でフルスケールに対する誤差は最大で 0.009% であり、プラントの制御装置に求められている 0.1% 以下を十分に満たしている。またこの回路は光电変換効率が経年変化した場合の影響を無視できる範囲に補償できる。

これらの検討結果から、この回路で使用する多出力 DC-DC コンバータに要求される特性は以下の通りである。

- ・ 負荷電流の範囲は $5\text{ mA} \sim 22\text{ mA}$
- ・ 出力電圧変動画負荷電流の全範囲で $\pm 1.3\%$ 以内

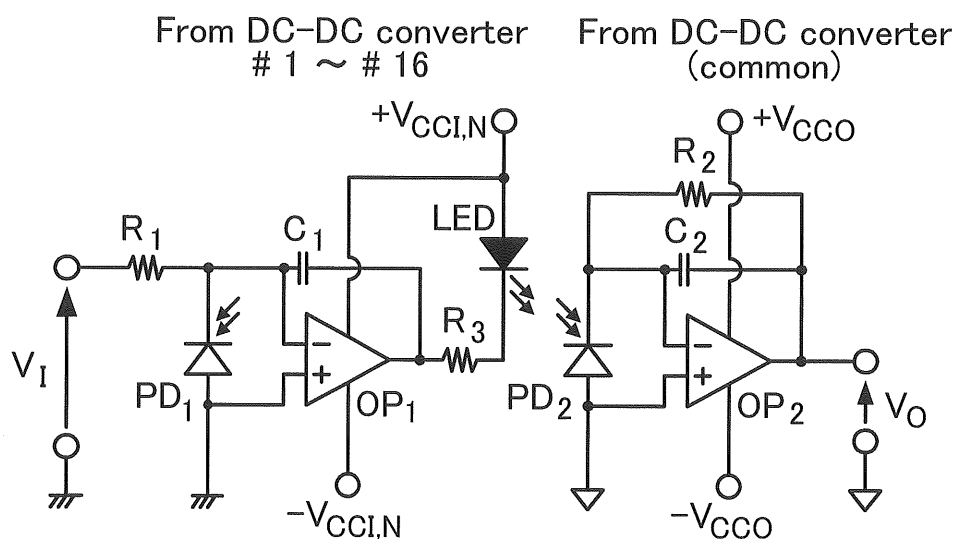


図 3.7 フォトカプラを用いたアナログ信号絶縁回路

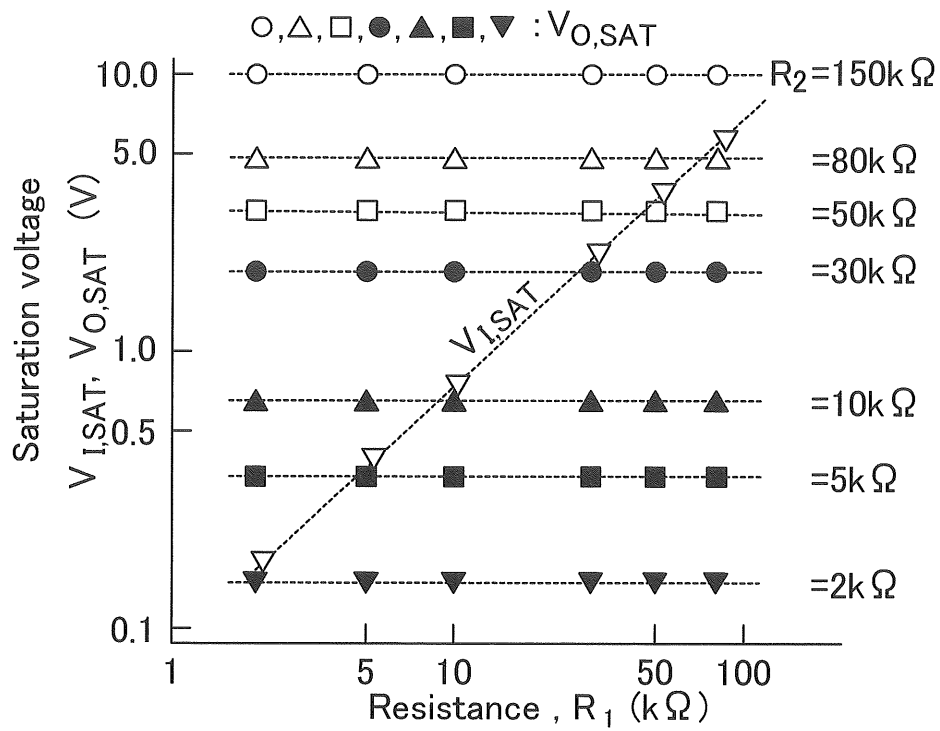


図 3.8 R_1 、 R_2 に対するPD1,PD2の飽和電圧特性

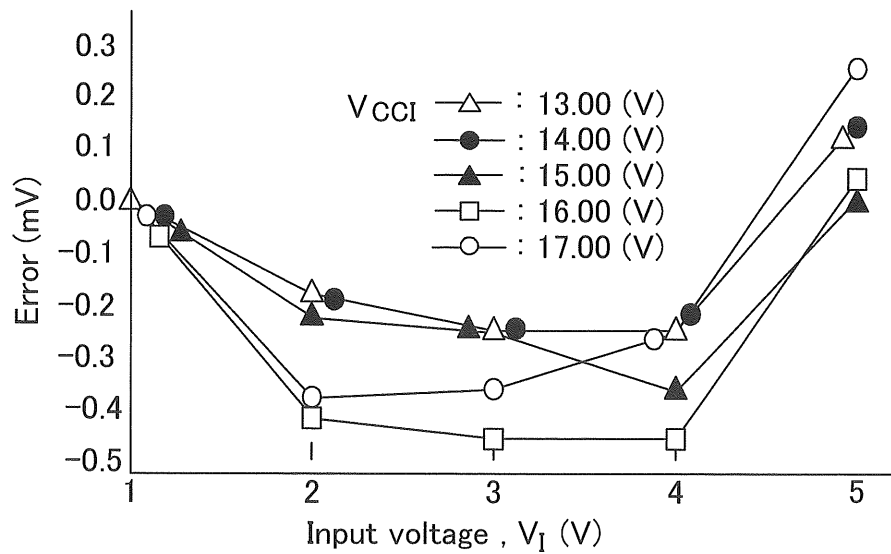


図 3.9 電源電圧を変化させたときの入力電圧－出力電圧特性

3. 5 出力 DC-DC コンバータの検討

図 3.10 は実際にフォトカプラによるアイソレータ回路において使用した 2 出力 DC-DC コンバータの回路のブロック図である。

プッシュプル方式のコンバータであり、1 次側の電流を制御するスイッチングトランジスタ $Tr1$ 及び $Tr2$ 、2 次側の電流を整流するダイオード $D1$ 及び $D2$ から構成され、トランス T の巻線中間にコモンを設け 1 入力 2 出力を実現している。また、負荷側のコンデンサ $C1$ 及び $C2$ は平滑用である。スイッチング周波数は 400 KHz 固定でスイッチングトランジスタが交互に駆動し、オン時間の制御をしないで電流を 2 次側へ供給するシンプルなものである。

3. 5. 1 回路動作

2 次側負荷への電流の供給をスイッチングトランジスタ $Tr1$ 及び $Tr2$ の動作で説明する。ここで、トランスの \cdot は、巻線の極性を示す。

動作状態 1 ($Tr1:OFF$, $Tr2:OFF$): スwitchングトランジスタ $Tr1$ 及び $Tr2$ がオフしている。トランスに蓄積したエネルギーがダイオード $D1$ もしくはダイオード $D2$ を介して負荷電流 I_{o1} もしくは I_{o2} として負荷側に流れる。

動作状態 2 ($Tr1:ON$, $Tr2:OFF$): スwitchングトランジスタ $Tr1$ がオンすると、トランスの $D2$ 側の巻線を介してダイオード $D2$ の順電流として 2 次側の $R2$ へ負荷電流が流れる。同時にトランスにエネルギーが蓄積される。

$Tr1$ がオンしている時間は約 50ns である。

動作状態 3 ($Tr1:OFF$, $Tr2:ON$): スwitchングトランジスタ $Tr2$ がオンするとトランスの $D1$ 側巻線を介してダイオード $D1$ がオンし、2 次側の負荷 $R1$ へ電流が流れる。同時にトランスにエネルギーが蓄積される。 $Tr2$ がオンしている時間は約 50ns である。

以上の 3 つの動作状態が動作状態 1 → 動作状態 2 → 動作状態 1 → 動作状態 3 の順序で $2.5\mu\text{s}$ 毎に繰り返し動作する。

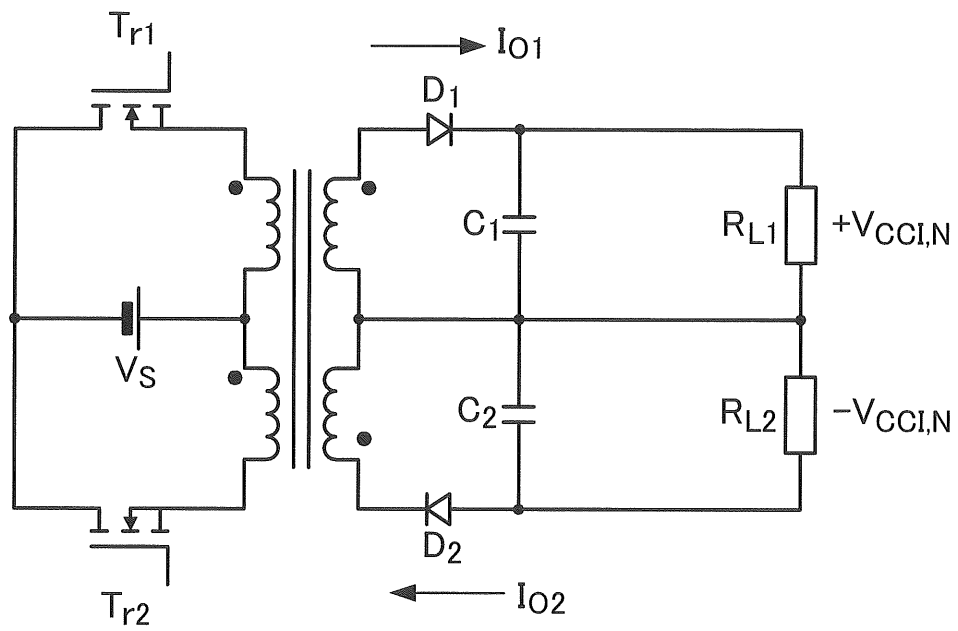


図 3.10 2 出力プッシュプル DC-DC コンバータブロック図

3. 6 2 出力プッシュプル DC-DC コンバータの特性

図 3.11 に負荷電流 I_{o1} に対する出力電圧 E_{o1} 及び E_{o2} の電流－電圧特性を示す。ここで、 I_{o2} は負荷電流 30 mA で一定とした。

負荷 R_1 に流れる負荷電流 I_{o1} が小さい場合（軽負荷時）出力電圧 E_{o1} が上昇していることがわかる。通常，出力電圧の上昇を抑えるために素子内部のスイッチングトランジスタのオン・オフ期間の比率を変える制御（時比率制御）を使用する。しかしここでは回路の簡素化のため時比率制御をしていない。

図 3.12 に I_{o1} が軽負荷（図 3.11 の I_{o1} が 5 mA）のときの各部電流波形を示す。図 3.12 において，スイッチングトランジスタのオン期間は、 I_{Vs} にスパイク電流が発生しているとき開始し 50ns 続く。この期間に電流が上昇してトランスにエネルギーが蓄えられる。図 3.12 の I_{o1} 及び I_{o2} において，スイッチングトランジスタのオン期間に急速に電流が増加する。スイッチングトランジスタがオフするとトランス 1 次側からの電流の供給は無くなり電流値は下降する。図 3.12 が示すように，負荷電流が小さいとき出力電流 I_{o1} はトランジスタがオフの期間の途中で 0 に落ちており、コンバータが不連続領域で動作していることがわかる。このとき出力電圧は 18V まで上昇している。

図 3.13 に I_{o1} が定格電流（図 3.11 の I_{o1} が 30mA）のときの各部電流波形を示す。スイッチングトランジスタがオフしている期間中、電流 I_{o1} が流れしており連続領域で動作していることがわかる。このとき出力電圧は定格電圧の 15V である。

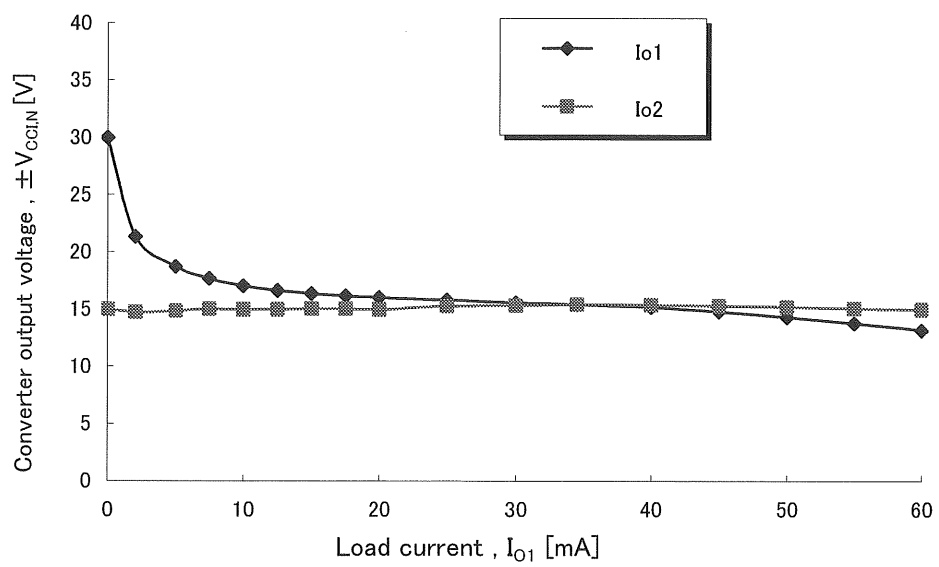


図 3.11 2 出力プッシュプル DC-DC コンバータの負荷電流出力電圧特性

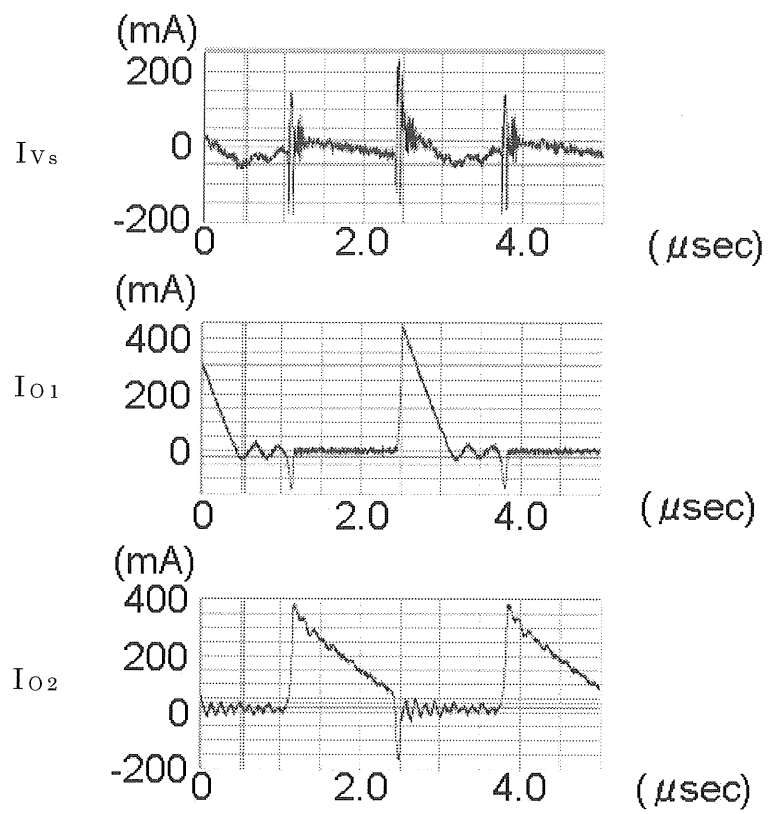


図 3.12 I_{O1} 軽負荷時の電流波形

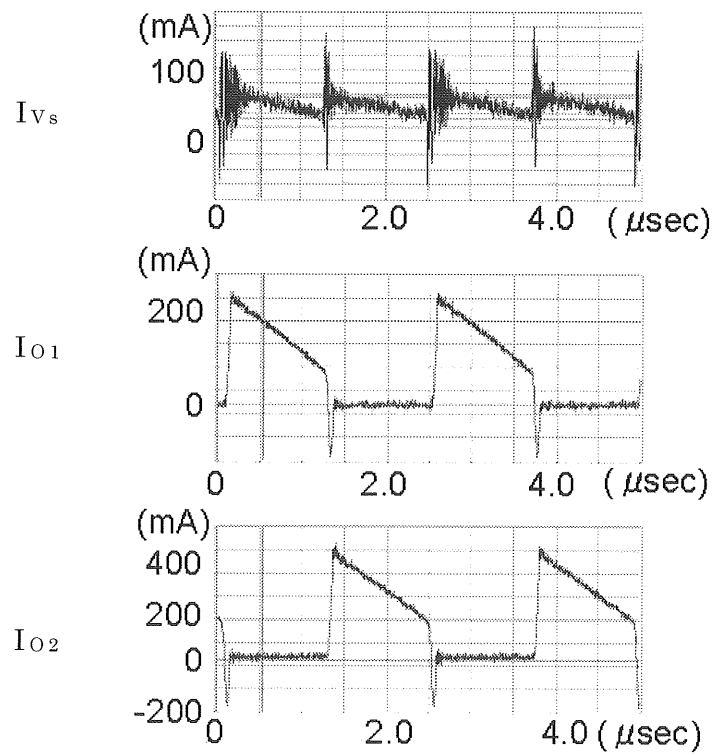


図 3.13 I_{O1} 30mA 負荷時の電流波形

3. 7 軽負荷時の出力上昇対策

図 3.11 において軽負荷時に不連続領域での出力電圧上昇が見られることを前節で述べた。本研究で検討しているアナログ絶縁回路が許容している電源電圧の変動幅は $\pm 13\%$ であり、軽負荷時の電圧上昇を抑える必要がある。

図 3.14 にその対策としてツェナーダイオードを取り付けた 2 出力 DC-DC コンバータの回路を示す。この回路での出力電流-電圧特性を図 3.15 に、またこのコンバータの効率を図 3.16 に示す。ここで、 I_{o2} は図 3.11 の場合と同様に 30 mA 固定とした。この図より、簡単な回路で要求される電圧特性を実現できコンバータの使用範囲全域での効率は 72% である。

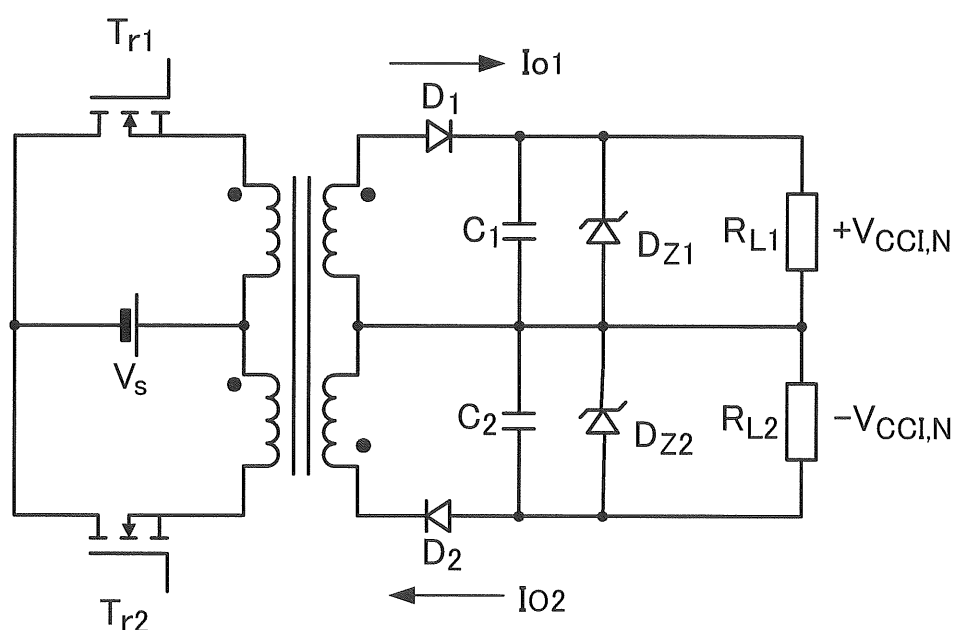


図 3.14 軽負荷時の出力上昇対策を施した 2 出力
プッシュプル DC-DC コンバータブロック図

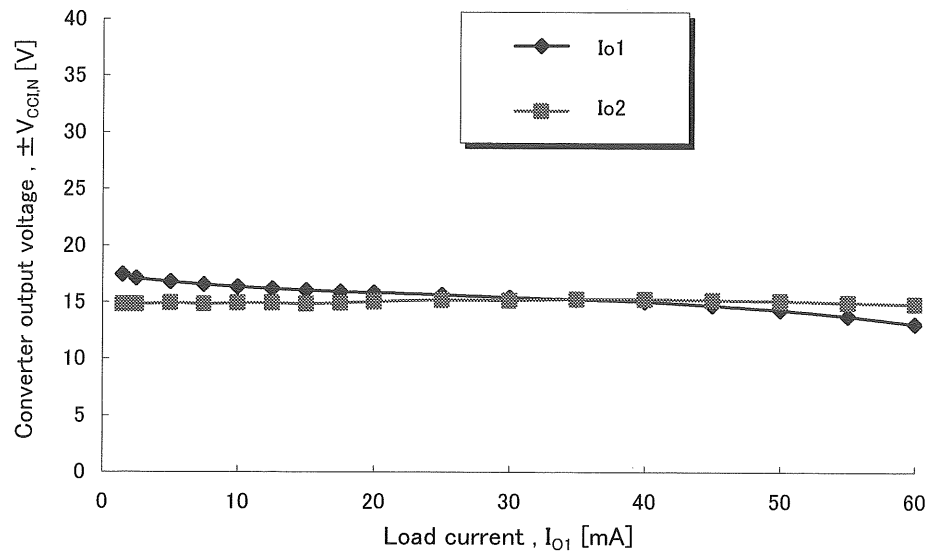


図 3.15 軽負荷時の出力上昇対策を施した 2 出力プッシュプル DC-DCコンバータの負荷電流出力電圧特性

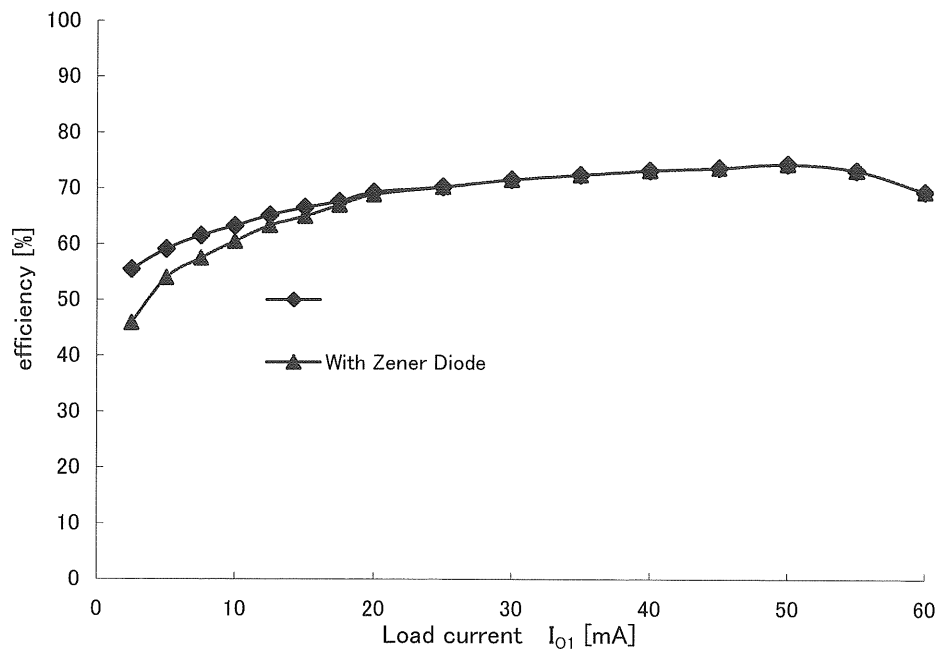


図 3.16 2 出力プッシュプル DC-DCコンバータの負荷-効率特性

3. 8 結 言

フォトカプラを用いたアナログ絶縁回路が電源に要求する性能は厳しくなく以下の通りである。

- ・ D C - D C コンバータの入出力間で絶縁が必要である。
- ・ 一次側電源は 24 Vもしくは 48 Vの直流で安定化されている。
- ・ D C - D C コンバータの負荷側の電圧変動は $\pm 13\%$ まで許容できる。

スイッチング周波数 400 KHzで無制御の2出力プッシュプル D C - D C コンバータを無制御で動作させたときの特性を計測した結果、軽負荷時に出力の上昇が起こるが、出力の電圧制限用としてツェナーダイオードを取り付ける簡単な処置で電圧変動を許容範囲に抑えることができた。本研究では2出力プッシュプル D C - D C コンバータを用いたがフォトカプラを用いたアナログ絶縁回路の許容する電圧変動を考慮すれば更に簡単な回路での絶縁型 D C - D C コンバータの実現が可能と考える。

写真3.3は16チャンネルの2出力 D C - D C コンバータとフォトカプラを組み合わせて用いた小型のアナログアイソレーション基板である。また、写真3.4はそれを実装した絶縁型アナログ入力モジュールであり、既に、実際の発電プラント向けの D C I S で多数使用し順調に稼動している。

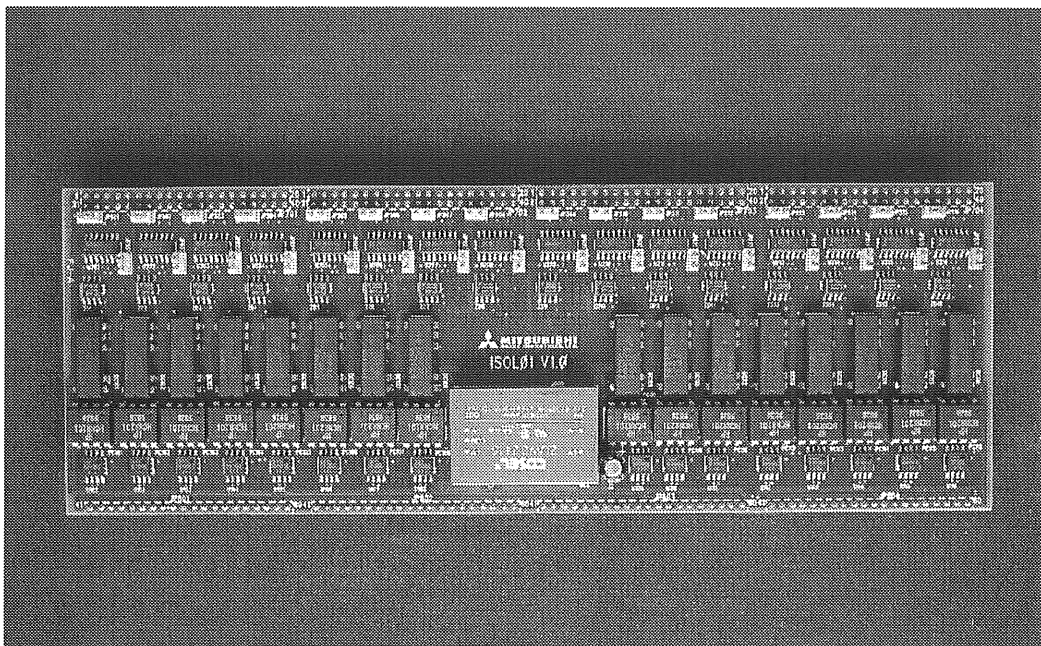


写真3.3 16チャンネルアナログアイソレーション基板

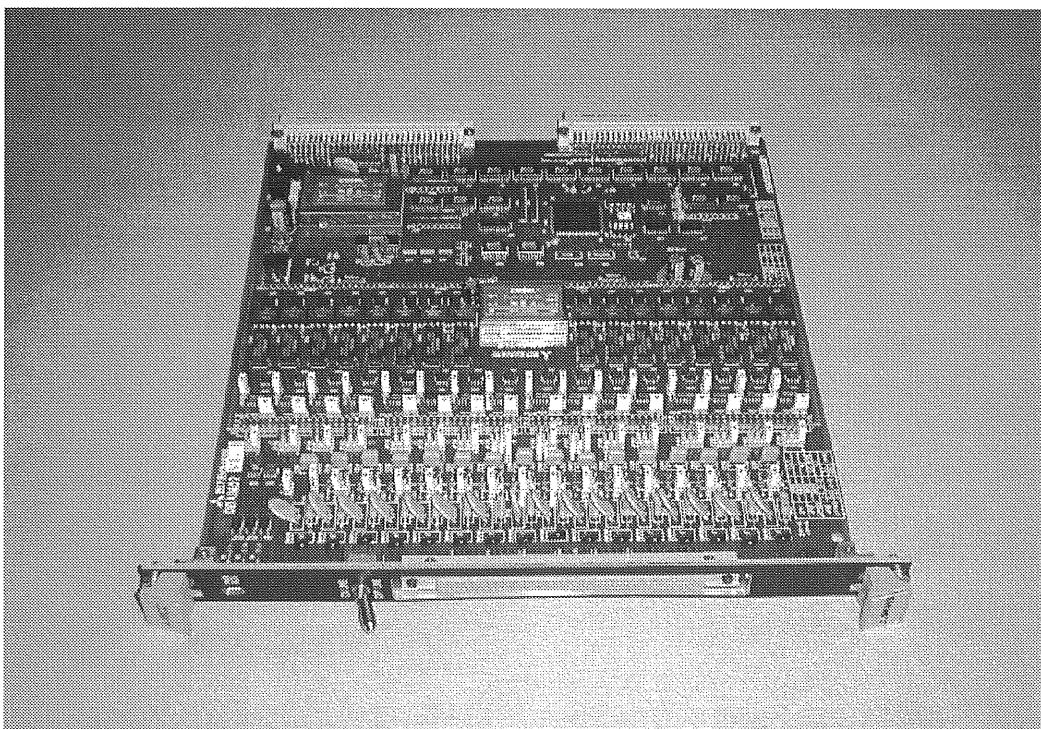


写真3.4 16チャンネルアナログ信号入力モジュール

第4章 大規模風力発電設備における遠隔監視システムと そのネットワークの検討

4.1 緒言

今日、維持可能な社会の実現のため、森林の維持再生とともにCO₂の排出の少ない自然エネルギーの活用が重要な課題となっている。その具体的な施策として、太陽電池や燃料電池、風力発電などの新エネルギーの発電設備が従来の火力発電に変わる電源として数多く建設されている。その中で、発電規模の比較的大きい風力発電は代替新エネルギーとして中心的な役割をになっており急速に拡大してきている。図4.1にわが国における風力発電の年度毎導入推移を示す。

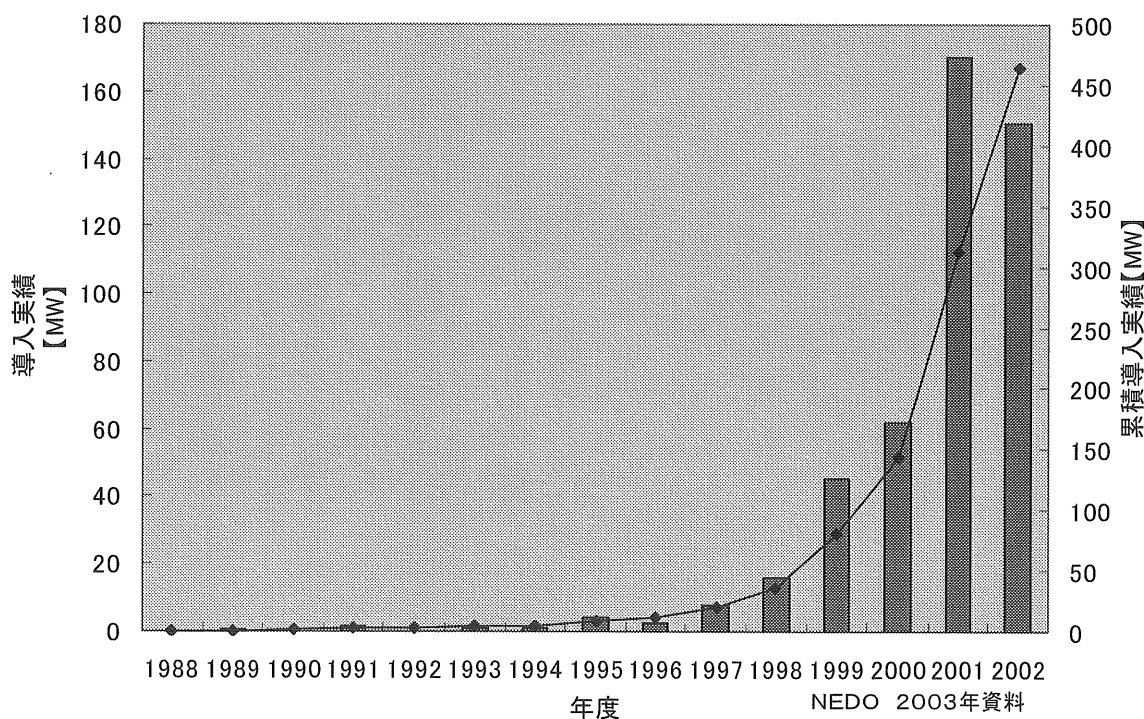


図 4.1 わが国における風力発電導入推移

風力発電設備は風況や周辺地域への騒音への配慮から交通や通信の不便な辺鄙な場所に建設されることが多い。設備の安定的な稼動を維持するためには、運転状況や設備の異常を常に監視することが望ましいが、運転監視の要員を風車の近くに常駐させることはコスト及び労働環境の面から難しい。そこで、風力発電設備から遠く離れた監視センターで設備を監視し起動停止などの運転ができ、故障や事故の情報を収集できる装置が求められてきた。写真 4.1 は米国のウィンドファームの一例である。

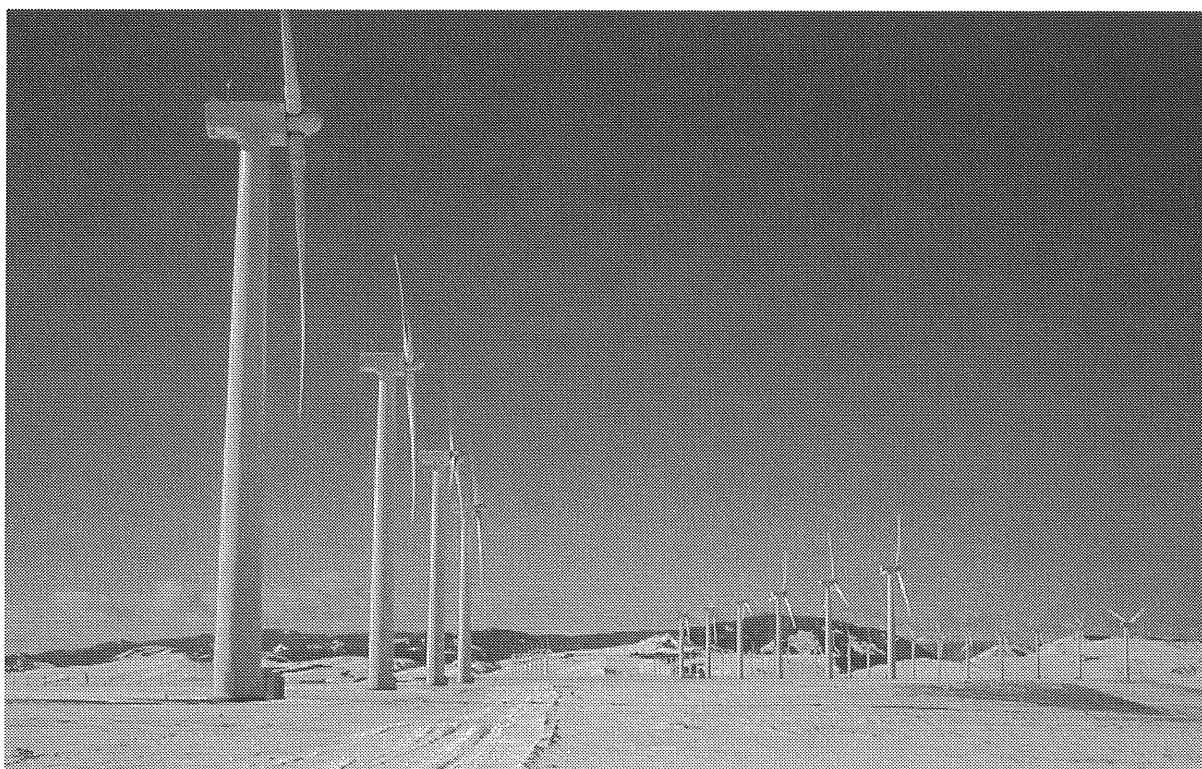


写真 4.1 北米のウィンドファーム

最近のインターネット通信技術（WEB 技術）は有線、無線の両方で急速に進歩し安価なネットワークの普及が進んでおり、以下に示す WEB 技術導入のメリットによって、風車のサイトと遠隔地をつないだ監視システムにも既に使われはじめている。

まず、発電事業者にとって次にあげるメリットがある。

- ・マンマシンインターフェース装置には特殊なソフトウェアの開発や実装をする必要が無くブラウザを搭載したパソコンさえあれば安価に実現できる。

- ・ WEB サーバ機能を持ったリモートステーションサーバをインターネットに載せることで、世界中どこにからでも容易に風力発電設備の監視が出来る。これによって、1箇所から複数の発電サイトの監視が可能となり、運転員の省力化が出来る。

- ・ 安価なインターネットが利用できる。

- ・ 風車の製造メーカーでも同じ内容を同時に監視できるので、故障やトラブル時に対策について適切な助言をタイムラグ無し得る事ができる。(停止期間の短縮、トラブル対策費用の低減)

発電事業者のみならず、設備メーカーにも以下に上げるメリットが考えられる。

- ・ 事前にトラブル状況の把握が出来るので、エンジニアの派遣無しでの早期問題解決が可能となり、仮に派遣が必要となった場合でも、適切な人選による派遣費用の削減が図れる。

- ・ 寿命部品の使用状況を遠隔で監視する事により交換時期の的確な判断が出来、事前に予防保全の提案ができる。発電事業者にとっても予備品在庫の削減が可能となり運転コストの低減が図れる。

以上のように WEB 技術の活用は風力発電事業にとって大きなメリットをもたらすがそれを適用する上で、個々の風車からのデータを収集する手段が重要となってくる。

風力発電において、制御装置の役割は重要で、風向や風速を元に風力エネルギーを効率よく電気エネルギーに買えるためプロペラの方向やピッチの角度を最適に制御している。最新の風車は周辺環境への配慮や電力品質の向上のため各翼独立制御など新しい方式を採用し制御が複雑化してきている。また、性能を正確に評価するため風車運転中の環境や発電に関する数多くのデータ収集が要求され、制御装置の入出力数とも急速に増加してきている。更に、省力化や運転監視内容の充実のため、通信のデータの更新周期の短縮が求められている。

図 4.2 にわが国における風力発電プラントの風車台数の推移を示す。図からわかるように近年一つのプラントにおける風車の台数は急速に増加してきており 2003 年度にはわが国においても 43 台規模のウィンドファームが建設される。海外では既に 100 台規模のものが多数建設されている。

従来の遠隔監視システムは、1 台から数台規模の比較的小規模の風車サイトを対象とし、各風車のデータ収集にはプロセス入出力や RS-485 などのシリアル通信が使われてきた。しかし、従来のインターフェースでは図 4.3 に示すような 100 台規模で幅 5 km にわたる大規模ウィンドファームの風車を対象とした場合、通信性能の点でシ

システムの要求にこたえられないという問題点があった。さらに、風力発電設備においては雷害対策も重要な問題であり、通信線の光ファイバー化の要求も多い。

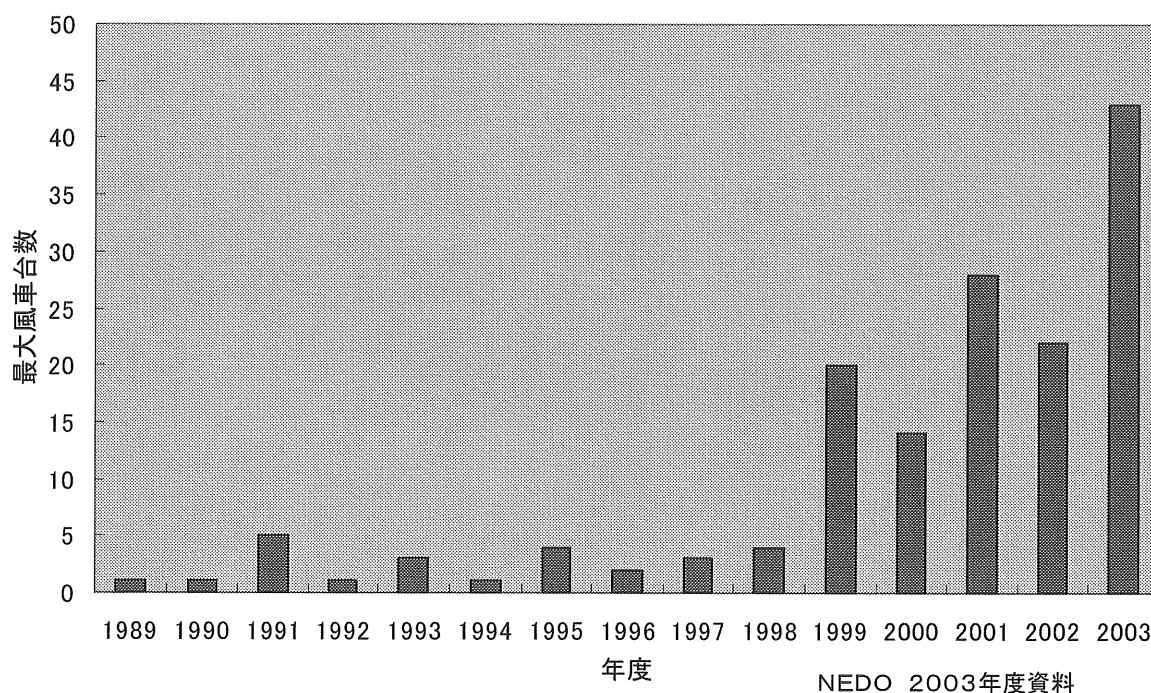


図4. 2 わが国における風力発電プラントの風車台数推移

そこで、従来のインターフェースの問題点に対する対策として、風車サイトのローカルネットワークにイーサネットを採用した大規模風力発電設備の遠隔監視システムを開発した。このような、大規模風車サイトのネットワークにおいては接続された多数の風車のデータを決められた時間内に更新できるだけのスループットを確保することが最も重要である。しかしながら風車の現場におけるネットワークにイーサネットを採用した事例がなく、その有効性を確認することが採用に当たって不可欠であった。

本章では、開発した大規模風力発電設備の遠隔監視システムの構成と機能を述べるとともに、大規模風車サイトのイーサネットによるネットワークで採用したUDP/IP (User Datagram Protocol/Internet Protocol) とマルチスレッドの手法についてその有効性とスレッドの設計手順を明らかにする。マルチスレッドについては4. 4項で詳述する。

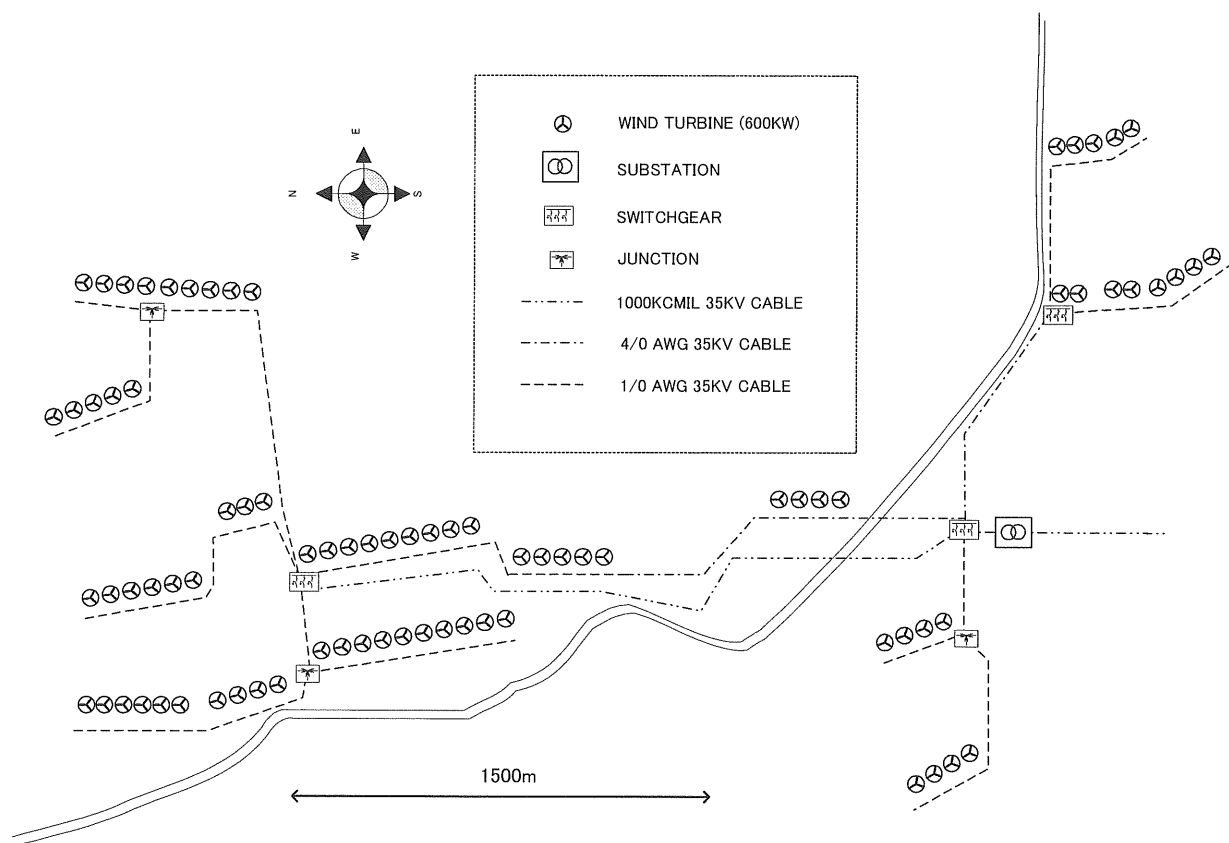


図 4.3 大規模ウィンドファームにおける風車配置例

4. 2 システムの構成と機能

4. 2. 1 システムの構成

風力発電設備の制御・監視システムは図 4. 4 のシステム構成図に示すように、個々の風車制御装置と、そのデータを収集し外部の監視装置にデータを配信するデータロガー（リモートステーションサーバ）、外部監視装置（リモートステーション）及びそれらを接続するネットワークからなっている。風車制御装置は風速に対応した風車ブレードの角度制御や、風向に合わせたプロペラの方向制御などを行う。そのハードウェアには組み込み型コンピュータ^[6]が用いられている。個別風車周りの風速・風向・気温などの環境状況や、発電電力や周波数など運転状態データの入力処理も行う。データロガーに対し通信を介して個別風車のデータを送信するとともに、データロガーを介して送られた風車の操作指令に従って風車の起動停止を制御する。

データロガー（リモートステーションサーバ）は風車の監視データを収録するとともに、インターネットへの接続のための WEB サーバとして機能する。機能の概要については後述する。

外部監視装置（リモートステーション）はリモートステーションサーバとネットワークで接続され、風車の運転状態、風速・風向・気温などの環境状況、故障や事故の状態表示、発電量などの運転記録などをリモートステーションサーバから取り出して CRT 画面上に表示する。また、この装置は個別の風車に対し起動や停止の操作を行う事もできる。

4. 2. 2 ソフトウェアの構成および機能

ここでは遠隔監視システムのソフトウェアの構成と主な機能について簡単に紹介する。

図 4.1 のシステム構成図において、リモートステーションサーバはリモートステーションの機能を包含しているので、これ以降、遠隔監視システムとしての記述はリモートステーションサーバを指す。

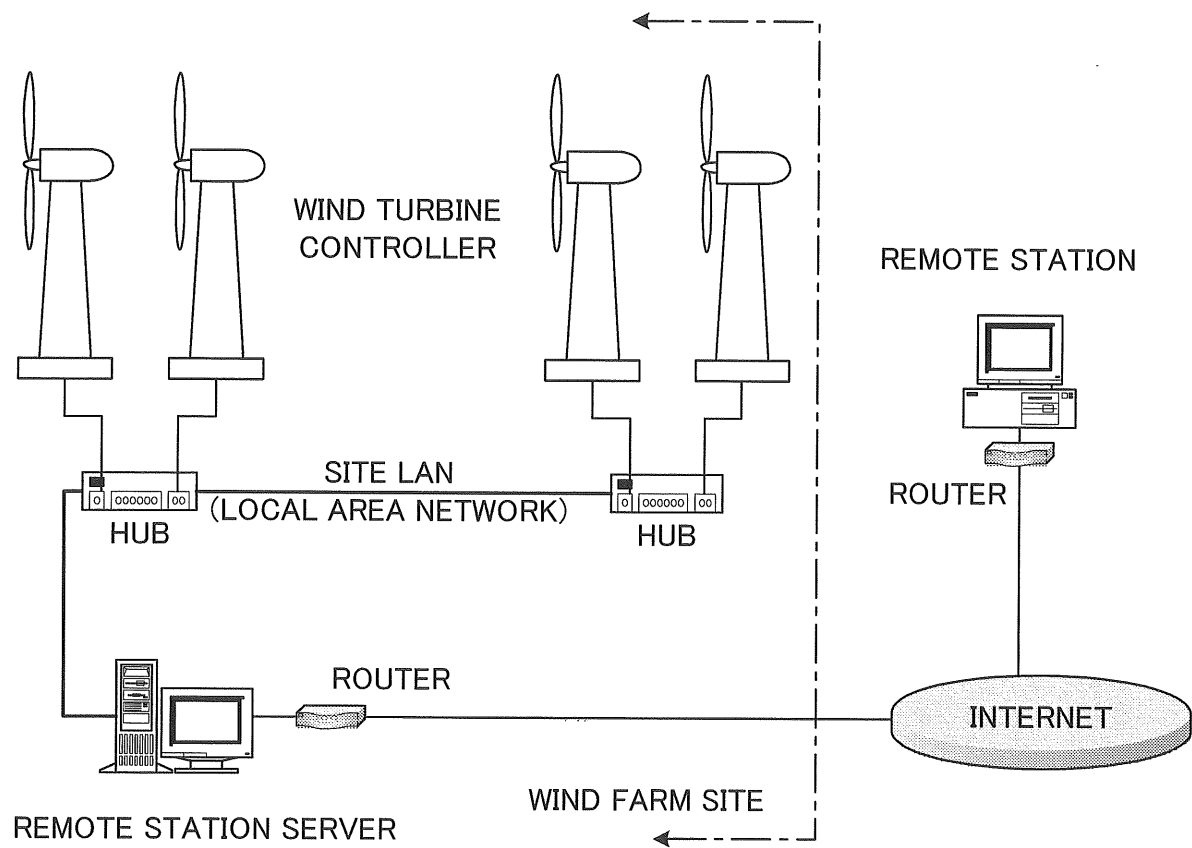


図 4.4 風車遠隔監視システム構成図

4. 2. 3 ソフトウェアの構成

図 4.5 にリモートステーションサーバ及びリモートステーションのソフトウェアの構成を示す。

リモートステーションサーバは Windows・NT 上に WEB サーバ、データベースおよび風車ネットワーク通信プログラムを構成している。リモートステーションサーバ単独でも監視のマンマシンインターフェースが機能するように、リモートステーションと同じブラウザを組み込み、ソケットで WEB サーバと通信させている。WWW の技術体系である ActiveX^[7]を採用し、WEB 画面のアプリケーション構築において表現の自由度の向上や遠隔地にあるシステムの ActiveX コントロール部品の保守性の向上を図っている。

図 4.5 に示すリモートステーションサーバのソフトウェア構成の中で風車ネットワーク通信プログラムはネットワーク上の個別の風車制御装置と通信し、データを収集するプロセスである。

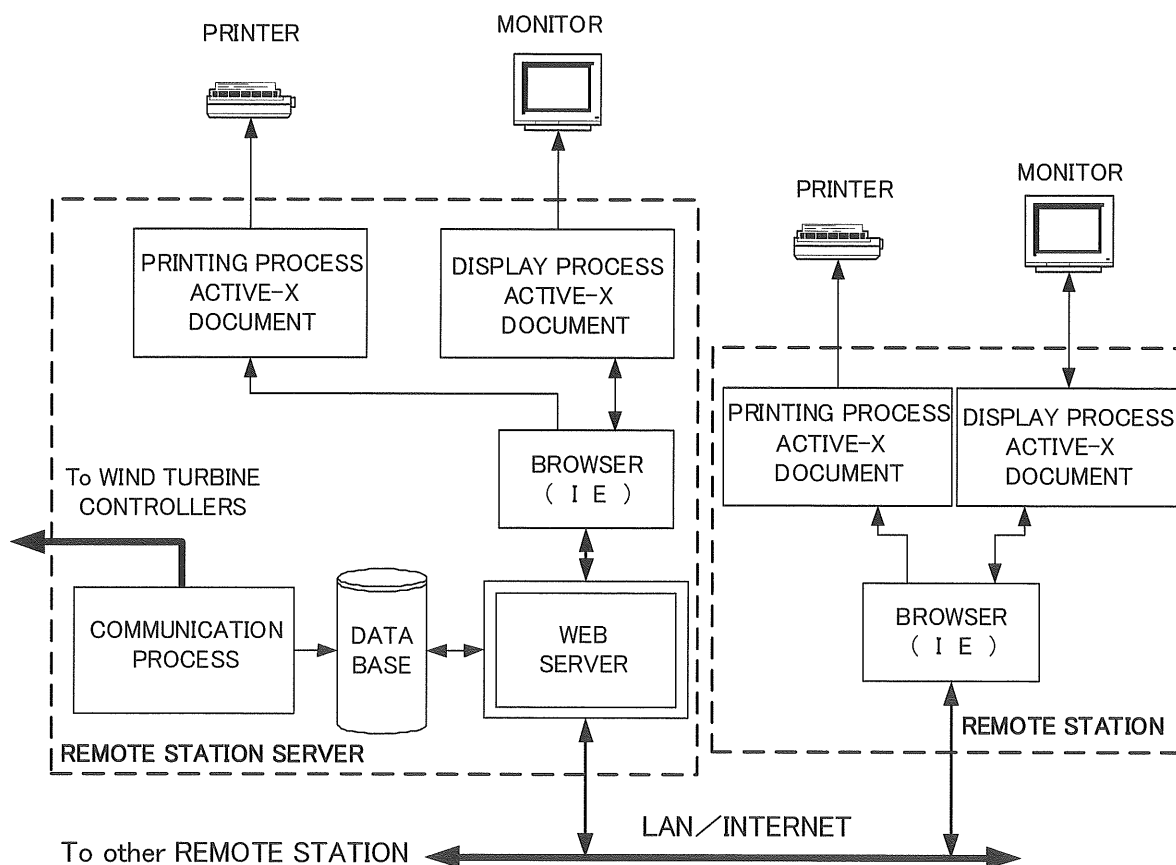


図 4.5 遠隔監視システムのソフトウェア構成

4. 2. 4 リモートステーションサーバ

リモートステーションサーバ（データロガー装置）の主要な機能として、以下に示すデータ収集機能、表示機能、WEB サーバ機能がある。風車設備の性能改善や故障時の原因解析のためには詳細なデータの収集が必要であり、そのためにネットワーク上の全ての風車からのデータを1秒以内に更新することが要求されている。

4. 3 リモートステーションサーバ（データ収録装置）の機能

4. 3. 1 データ収集機能

- ・ 個別の風車制御装置と通信し制御装置が収集した瞬時値データを収集する。
- ・ 個別の風車制御装置と通信し制御装置が検出したアラームデータを収集する。
- ・ 収集した瞬時値データをトレンドデータとして保存する。
- ・ 収集したデータを基に発電設備の運転記録として、日報及び月報の形式で編集する。
- ・ 個別の風力発電設備の性能計算を行う。

4. 3. 2 WEBサーバ機能

各風車から通信で取り込まれ、集約されたデータを、WEB 端末（リモートステーション）からの要求に応じて発信する機能。

4. 3. 3 ファイアーウォール機能

リモートステーションからのアクセスをパスワードで区別し、不正アクセスを防止すると同時に、予め設定されたリモートステーション以外からのアクセスに対してはパスワードが合致しても応答を拒否する機能。

4. 3. 4 風車制御装置遠隔調整機能

リモートステーションからサイトの各風車のロジックモニタリング、設定値の変更を行う機能（将来組み込む予定）

4. 3. 5 イベント通知 E-メール自動発信機能

予め規定されたイベントが発生したとき、E-メールを自動で発信する機能。
複数の発信先を設定可能。

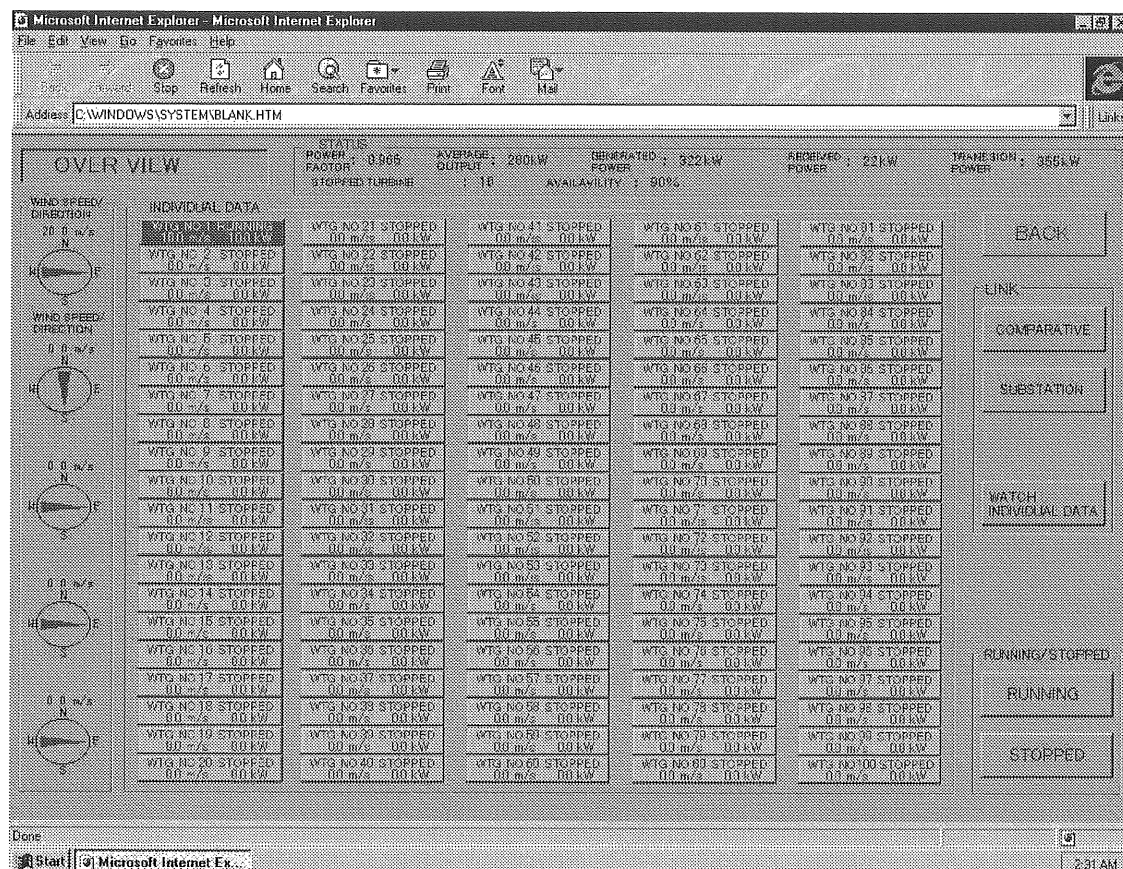
4. 3. 6 表示機能

WEB ブラウザ機能を用いて監視データを CRT 上に表示する。この表示機能は、サイト LAN やインターネット上の WEB 端末（リモートステーション）でも同様に機能する。表 4.1 に概要を示す。（1）～（10）に代表的な表示画面を示す。

表 4.1 リモートステーションサーバの機能概要

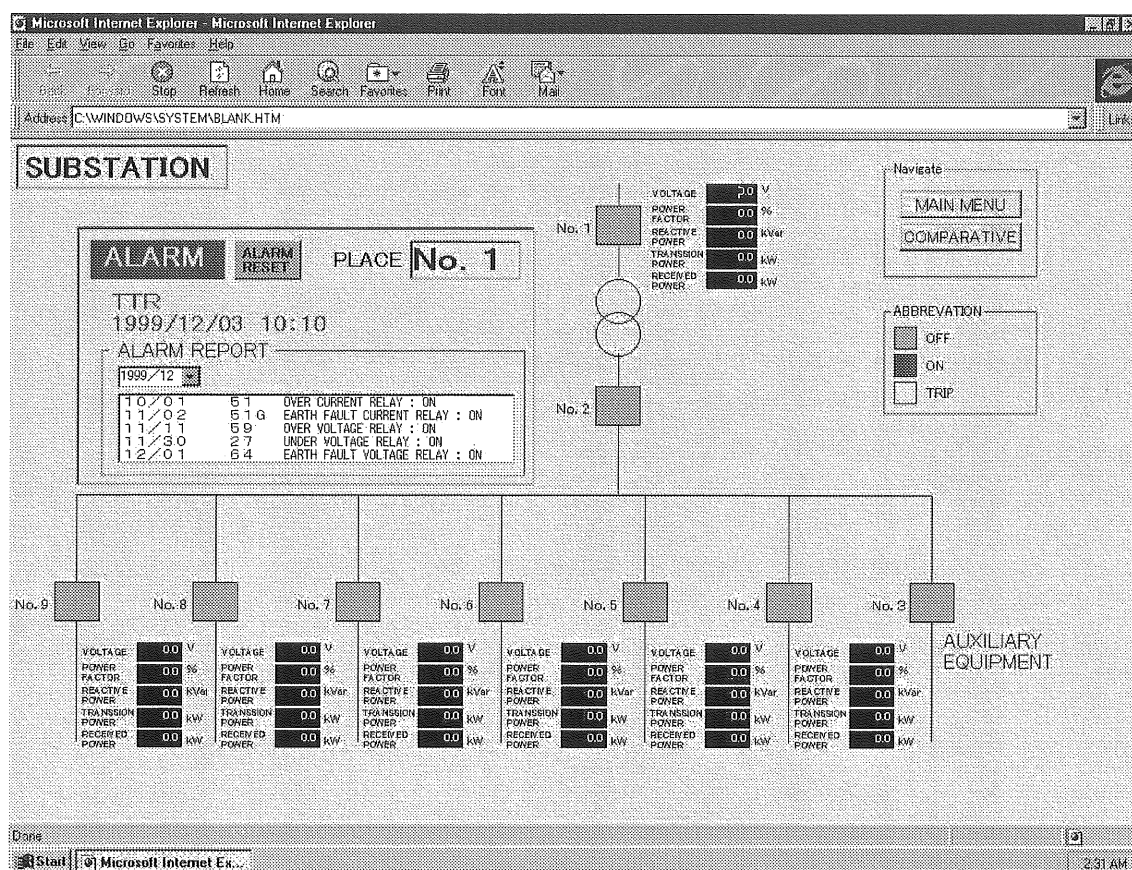
データ収集機能	個別の風車制御装置と通信し制御装置が収集した瞬時値データおよび，制御装置が検出したアラームデータを1秒以内の周期で収集する．
	収集したデータを基に発電設備の運転記録として，日報及び月報の形式で編集し，個別の風力発電設備の性能計算を行う．
表示機能（WEBブラウザ表示機能）	一画面でウィンドファーム全体100台の風車の運転状態を一括して監視するオーバービュー画面．ファーム全体の風況，個別の風車の風速と発電量の数値や，異常発生中や停止中など風車の状態を色で一覧表示する．
	個別の風車に関し，風車回転数，発電機出力，力率，風況，装置各部の温度，油圧などの詳細なデータを表示する画面．
	サブステーションの ON,OFF,TRIP 状態を色で区別し，電圧，力率，無効電力，送電電力，受電電力などの状態量を数値表示するサブステーション系統表示画面．
	発生した警報をリアルタイムで表示するとともに過去に発生した警報の履歴や警報ごとの発生の積算回数などを表示する警報表示画面．
	故障発生時に各風車が収集し保存しているデータを時系列で並べて表示する画面．故障原因の解析に有効．
WEBサーバ機能	各風車から通信で取り込まれ，集約されたデータを，WEB 端末（リモートステーション）からの要求に応じて発信する機能．リモートステーションからのアクセスをパスワードで区別し，不正アクセスを防止すると同時に，予め設定されたりリモートステーション以外からのアクセスに対してはパスワードが合致しても応答を拒否するファイヤーウォール機能を備えている．
	予め規定されたイベントが発生したとき，E-メールを自動で発信する機能．

画面 4.1 はサイトオーバービュー画面でウインドファーム全体の風車の運転状態を一括して監視する。ファーム全体の風況や、個別の風車の風速と発電量を数値表示する他、異常発生中や停止中など風車の状態を色で識別できる。また、一画面で100台の風車の状態が表示できる。この画面から個別風車の画面に展開できる。



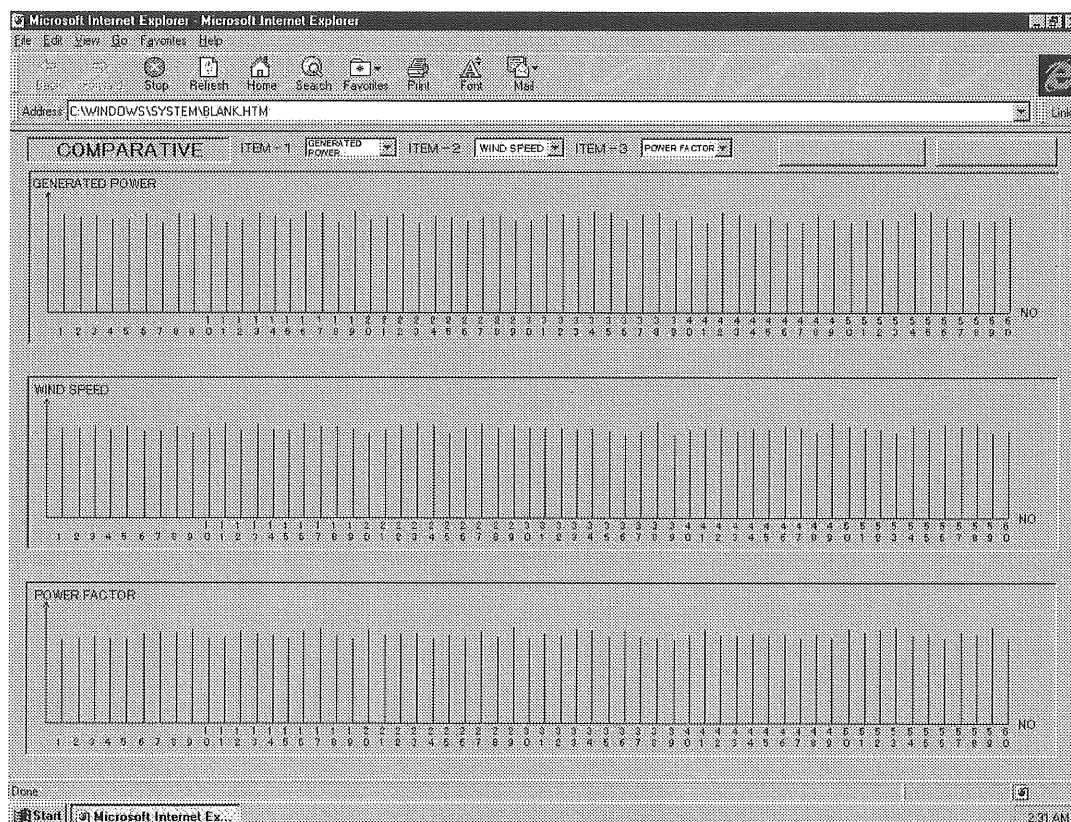
画面 4.1 サイトオーバービュー画面

画面 4.2 はサブステーション系統表示でサブステーションの運転状況を表示するための画面である。サブステーションの ON,OFF,TRIP 状態を色で区別しサブステーションの電圧、力率、無効電力、送電電力、受電電力などの状態量を数値表示する。またサブステーションの警報の発生状況を表示する。



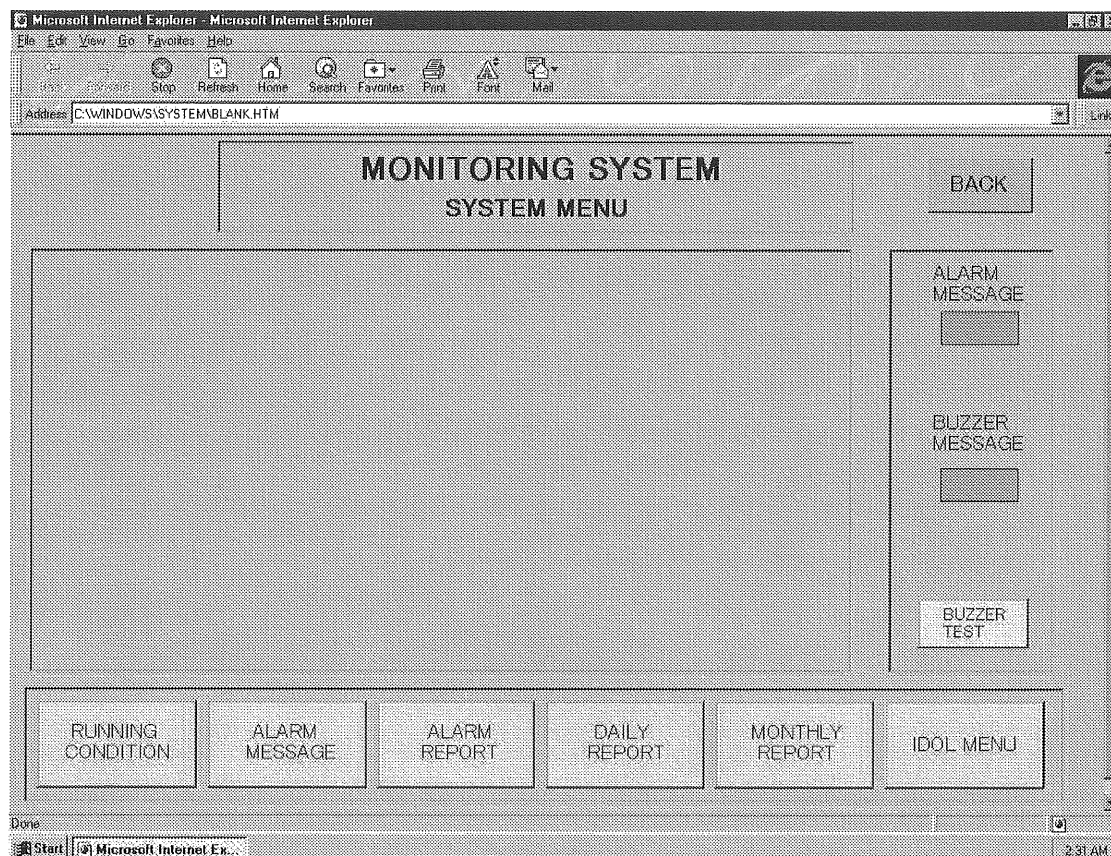
画面 4.2 サブステーション系統表示

画面 4.3 は各風車の運転状態比較の画面で各風車の運転状態について個々の項目ごとに比較する。1 画面で表示できる比較対象の項目は 3 項目で、表示する項目は発電機出力、力率、風速、運転時間積算値、発電電力量積算値、ナセル方向のなかから任意に選択できる。



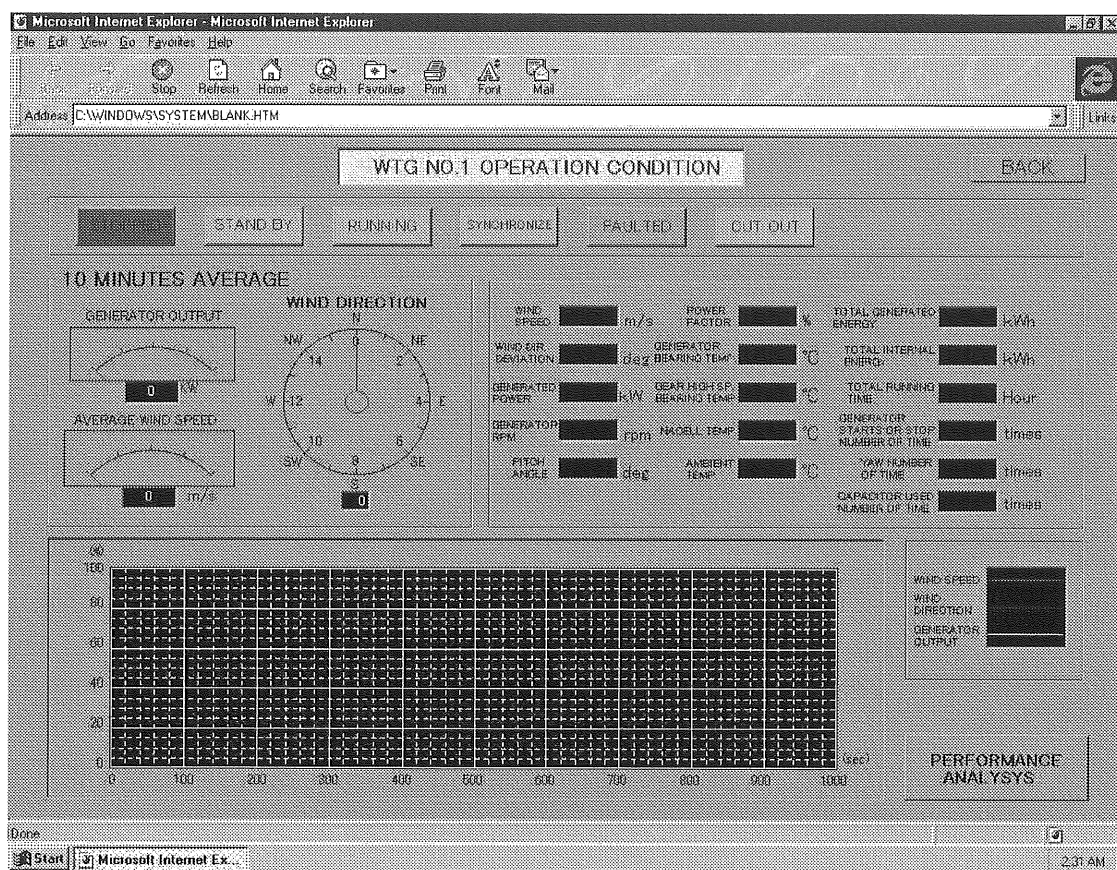
画面 4.3 各風車の運転状態比較

画面 4.4 は風車の各種監視画面へ展開するためのメニュー画面である。風車制御装置が発信した警報を「故障発生表示」部のランプで知らせる。故障発生時には本ランプが赤色表示へ変わり、ブザー表示ランプが赤色で点滅しブザーが鳴る。ブザーテストボタンでブザー鳴動の試験が出来る。また、画面下部の機能選択ボタンで風車毎の各種監視画面を呼び出すことが出来る。



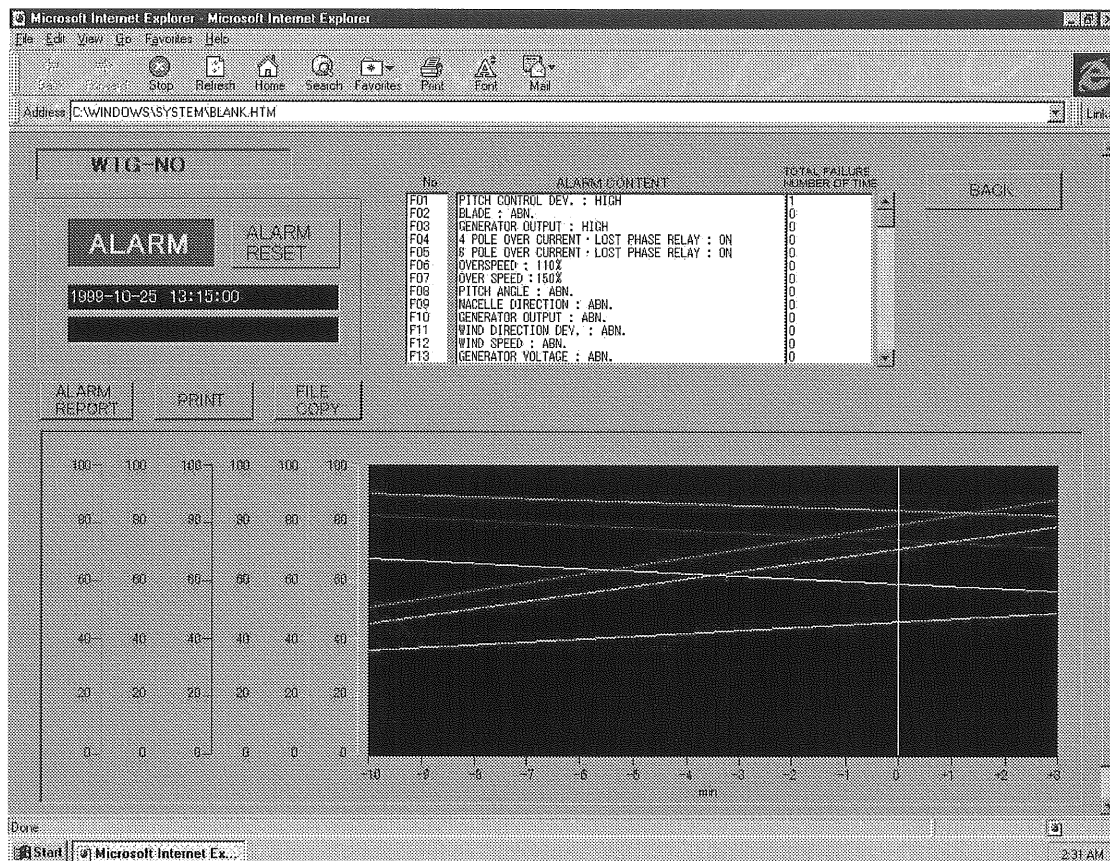
画面 4.4 メニュー画面

画面 4.5 は各風車個別の詳細な運転データを表示する画面である。風車単独の風況や発電機関連の状態量を表示する。



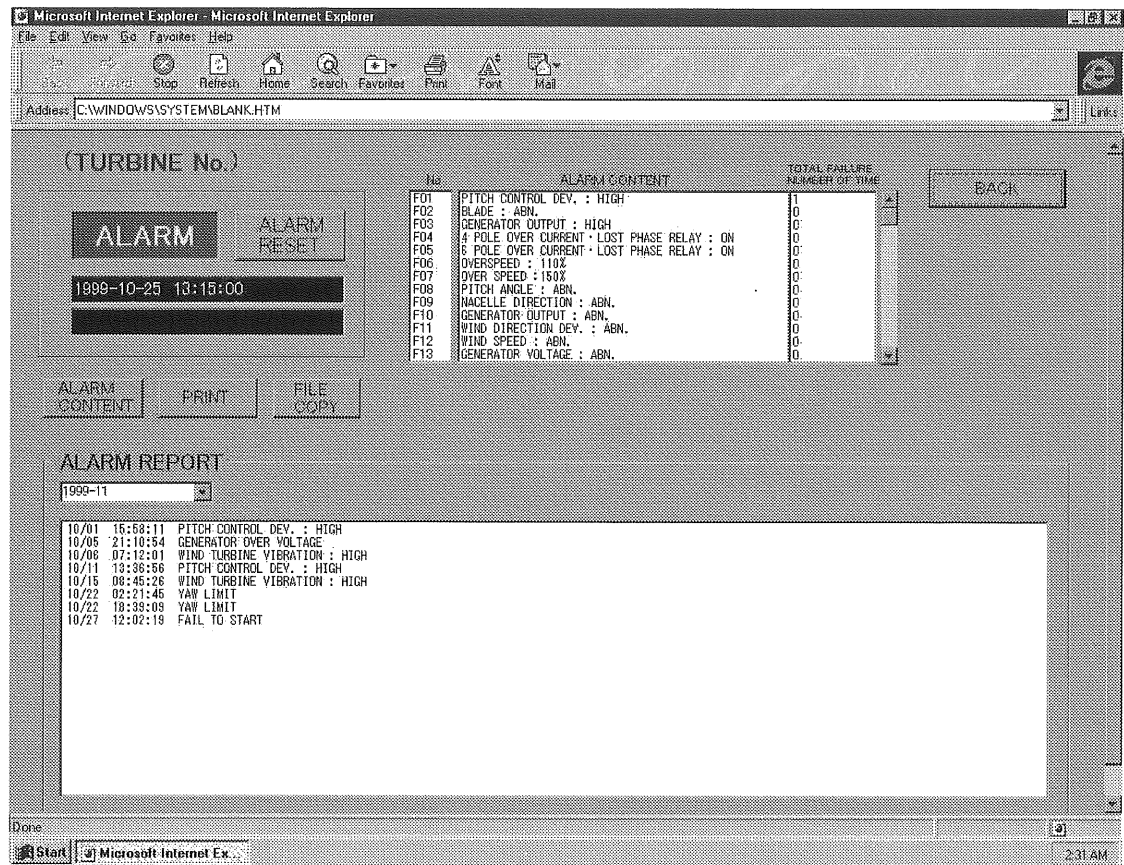
画面 4.5 風車運転状態表示

画面 4.6 は風車個々の警報発生状況を詳細にモニターするための画面である。警報発生後、オペレータが確認していない警報のうち、最新のものを表示する。警報項目ごとに警報発生回数を積算表示する。また、故障発生時に各風車がサンプリングしている、保存しているデータを、この画面で表示できる。



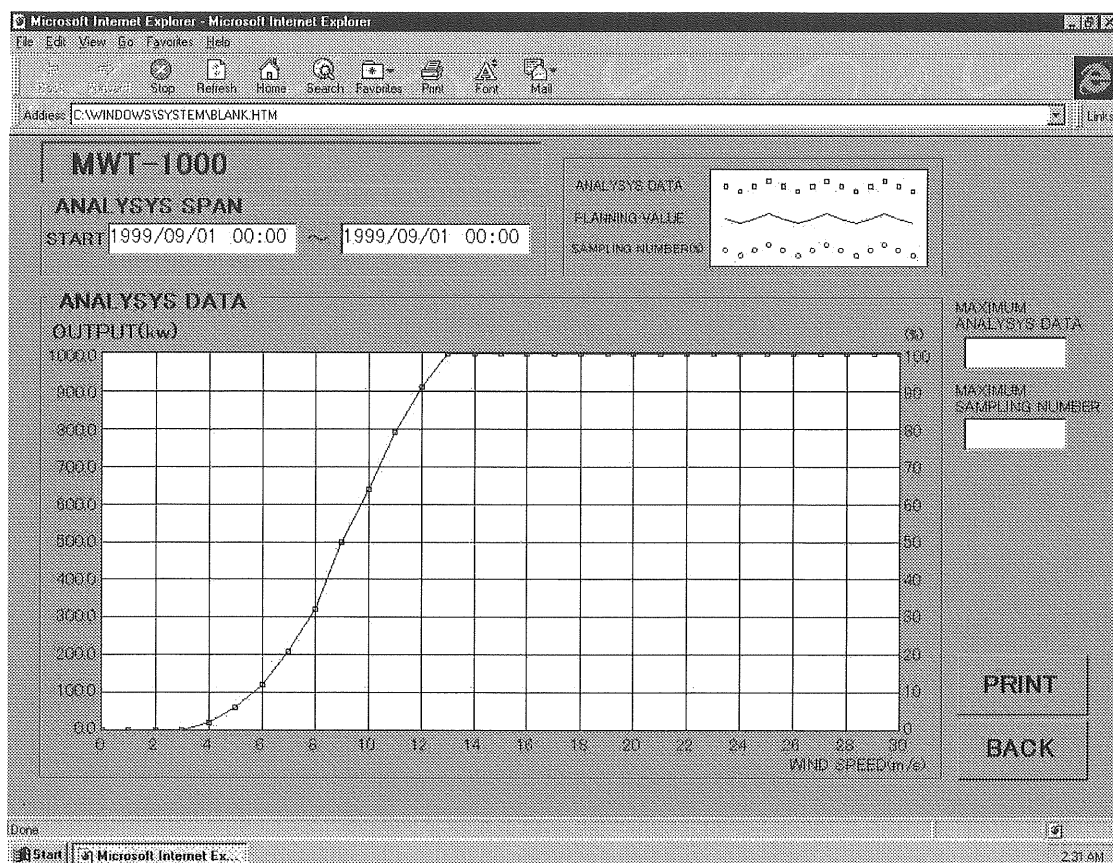
画面 4.6 故障内容表示

画面 4.7 は故障発生後運転員が確認していない故障のうち、最新の内容を表示する。また、故障内容表示と同様に、故障項目毎の故障発生回数を表示する。この他、月単位で過去の故障発生復帰の履歴を表示できる。



画面 4.7 風車故障履歴表示

画面 4.8 は設計性能曲線と実運転データから解析した性能曲線を表示する。これによって風車の性能低下など警報に現れない以上を発見し保守性の向上をはかる。



画面 4.8 風車性能表示

画面 4.9 は月別の運転データを表示・印刷するためのものである。データは汎用表計算ソフトで扱える CSV 形式のファイルに変換できる。

Microsoft Internet Explorer - Microsoft Internet Explorer

File Edit View Go Favorites Help

Address: C:\WINDOWS\SYSTEM\BLANK.HTM

YEAR: 1999 / MONTH: 12

MONTHLY REPORT

NO: COMPREHENSIVE

DECIDE

DAILY REPORT PRINT FILE COPY GRAPHIC REPORT OUTPUT BACK

	RUNNING TIME HOURS / MINUTES	GENERATED ENERGY KWH	INTERNAL ENERGY KWH	TRANSITION ENERGY KWH	MAXIMUM ENERGY KWH	AVAILABILITY (%) DATE	WIND SPEED AVERAGE M/S	REMARKS
1								
2								
3								
4								
5								
6								
7								
8								
9								
10								
11								
12								
13								
14								
15								
16								
17								
18								
19								
20								
21								
22								
23								
24								
25								
26								
27								
28								
29								
30								
31								

Done

Start Microsoft Internet Explorer 2:31 AM

画面 4.9 は発電実績月報表示

画面 4.10 は日別の運転データを表示・印刷するためのものである。
 データは Microsoft Excel で扱える CSV 形式のファイルに変換できる。

Microsoft Internet Explorer - Microsoft Internet Explorer

Address: C:\WINDOWS\SYSTEM\BLANK.HTM

YEAR MONTH DAY 1999/12/1

DAILY REPORT

NO. COMPREHENSIVE

DECIDE

MONTHLY REPORT PRINT FILE COPY GRAPHIC REPORT OUTPUT BACK

STATUS NAME	AVERAGE WIND SPEED m/s	WIND DIRECTION	MAXIMUM WIND SPEED m/s	GENERATOR OUTPUT kW	GENERATED ENERGY kWh	INTERNAL POWER kW	SOLD ENERGY kWh	BOUGHT ENERGY kWh	SYSTEM VOLTAGE kV	SYSTEM POWER FACTOR	STOPPED BY	STOPPED FOR	TOTAL RUNNING TIME
											min	min	Hour
1999/12/01 00:00													
1999/12/01 00:10													
1999/12/01 00:20													
1999/12/01 00:30													
1999/12/01 00:40													
1999/12/01 00:50													
1999/12/01 01:00													
1999/12/01 01:10													
1999/12/01 01:20													
1999/12/01 01:30													
1999/12/01 01:40													
1999/12/01 01:50													
1999/12/01 02:00													
1999/12/01 02:10													
1999/12/01 02:20													
1999/12/01 02:30													
1999/12/01 02:40													
1999/12/01 02:50													
1999/12/01 03:00													
1999/12/01 03:10													
1999/12/01 03:20													
1999/12/01 03:30													
1999/12/01 03:40													
1999/12/01 03:50													
1999/12/01 04:00													
1999/12/01 04:10													
1999/12/01 04:20													
1999/12/01 04:30													
1999/12/01 04:40													
1999/12/01 04:50													
1999/12/01 05:00													
1999/12/01 05:10													
1999/12/01 05:20													
1999/12/01 05:30													
1999/12/01 05:40													
1999/12/01 05:50													
1999/12/01 06:00													
1999/12/01 06:10													
1999/12/01 06:20													
1999/12/01 06:30													
1999/12/01 06:40													
1999/12/01 06:50													
1999/12/01 07:00													
1999/12/01 07:10													
1999/12/01 07:20													
1999/12/01 07:30													
1999/12/01 07:40													
1999/12/01 07:50													
1999/12/01 08:00													
1999/12/01 08:10													
1999/12/01 08:20													
1999/12/01 08:30													
1999/12/01 08:40													
1999/12/01 08:50													
1999/12/01 09:00													
1999/12/01 09:10													
1999/12/01 09:20													
1999/12/01 09:30													
1999/12/01 09:40													
1999/12/01 09:50													
1999/12/01 10:00													
1999/12/01 10:10													
1999/12/01 10:20													
1999/12/01 10:30													
1999/12/01 10:40													
1999/12/01 10:50													
1999/12/01 11:00													
1999/12/01 11:10													
1999/12/01 11:20													
1999/12/01 11:30													
1999/12/01 11:40													
1999/12/01 11:50													
1999/12/01 12:00													
1999/12/01 12:10													
1999/12/01 12:20													
1999/12/01 12:30													
1999/12/01 12:40													
1999/12/01 12:50													
1999/12/01 13:00													
1999/12/01 13:10													
1999/12/01 13:20													
1999/12/01 13:30													
1999/12/01 13:40													
1999/12/01 13:50													
1999/12/01 14:00													
1999/12/01 14:10													
1999/12/01 14:20													
1999/12/01 14:30													
1999/12/01 14:40													
1999/12/01 14:50													
1999/12/01 15:00													

Done

Start Microsoft Internet Ex.

2:31 AM

画面 4.10 発電実績日報表示

4. 4 ローカルネットワークの適用

本システムでは風車サイトのローカルネットワーク（サイト LAN）にイーサネットを採用した。本章ではイーサネットを採用した理由を述べるとともに、多数の風車を接続してデータを収集する場合の通信の総合的なスループットが通信ソフトウェアを並列に処理すること、すなわち、UDP/IP プロトコルとマルチスレッドを組み合わせることで向上できることを示す。さらに、通信するデータ量と接続する風車の数に対する最適なスレッドの数を決定する方法を示す。ここで、スレッドとは独立に動作するアプリケーションプログラムの実行単位でオペレーションシステムにおけるタスクの概念に似たものである。

4. 4. 1 大規模ウィンドファームにおけるシリアル通信適用の問題点

従来、風車の監視システムでは、サイト（ローカル）に置かれたデータロガーがアナログ信号や接点信号による入力や、RS-422、RS-485 などの平衡型シリアル通信を用いて風車のデータを収集し、外部の表示監視装置が前述のデータロガーと通信して監視画面などで表示する方法が取られてきた。しかし、プロセス入出力を用いる方法はハードウェアのコストが大きく近年ほとんど採用されていない。

RS-422 や RS-485 はインターフェース回路や通信線が安価で、マルチドロップ接続により 1 つの通信セグメント上に複数台のノードが接続出来るので、10 台未満程度の小規模ウィンドファームにおいては現在でも主要な手段である。しかし、監視項目が増え、風車制御装置とサーバ間の通信データサイズが大きくなってきた今日、数十台以上の大規模風力発電設備において、シリアル通信を用いる構成では、通信の性能と媒体の両面でネットワークの必要性能の実現が難しいという問題点がある。

まず、通信の性能に関して述べる。RS-422 シリアル通信ではドライバー回路の規格の制約から、1 つの通信セグメントに接続できるノード数は最大 10 程度（RS-485 では 32）である。したがって、10 台を越える風車を接続するためには、データロガー側に風車 10 台毎に 1 つずつ通信インターフェースが必要となる。また、風車が大型化するにつれて風車間の距離も大きくなってきている。600kW から 1 MW 級の大型風車の場合、100～120m 間隔で建てられるため、大規模ウィンドファームにおいては通信線路は数 km に及ぶ。この場合、RS-422 や 485 では最大の伝送距離が 1.2km 以下という制約があり、伝送線の長さによって通信レートにも制限がある。通信線路を

1km と仮定した場合、最大の通信レートは 120 k bps である。風車 1 台を監視するために必要なデータは現在 1397 バイトとであり 100 台の風車を監視するためには 8.8 秒以下の周期には出来ない。

次に、ネットワークの媒体について述べる。シリアル通信でネットワークを組む場合のトポロジーを図 4.6 に示す。

風車はその目的から年間を通して風の強い場所に設置されるため、周辺は大気の状態が不安定で落雷が多い。雷害対策として通信ラインの光ファイバー化が求められているが光ファイバーではマルチドロップが困難なため、図 3 の構成は適用できず全てのノードとのスター接続にならざるを得ない。スター接続では非常に長い光ファイバーを必要とするため、媒体のコストが大きい。

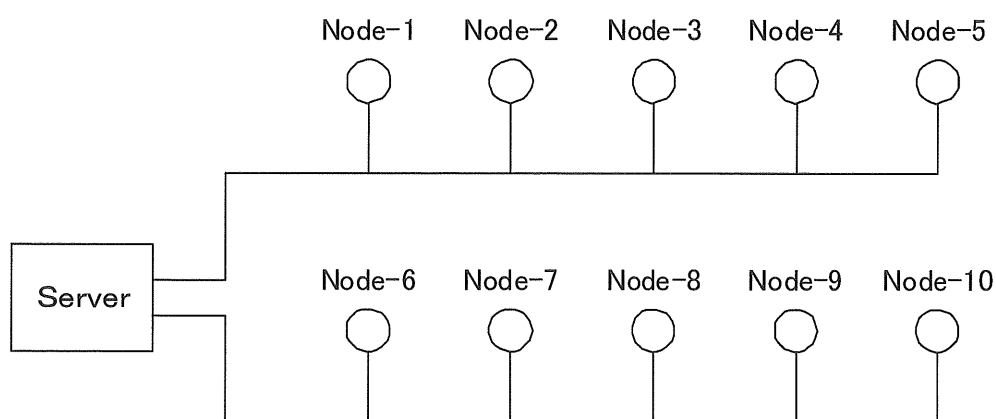


図 4.6 シリアル通信ネットワークのトポロジー例

4. 4. 2 サイト LAN へのイーサネットの適用

前項で述べたシリアル通信の問題点の対策としてデータロガーと風車制御装置との接続に、イーサネットによるローカルネットワークを適用することが考えられる。従来、イーサネットは業務系の通信には使えるが、産業用には不向きであるとされてきた。その理由はイーサネットの構造上発生する通信データの衝突による信頼性低下とされている。しかし、データの衝突がシステムの性能に影響するような場合でも、衝突の問題は今日ではスイッチによって解決できる。従来高価だったスイッチも最近ではネットワークのハードウェアコストとしては問題とならないくらい安価になってきており、データ衝突による信頼性低下は解消されたと言える。また、イーサネットの規格 IEEE802. 3 で規定されている物理層、データリンク層の構造は産業用に必要な機能を十分に備えており、関連ソフトウェアが充実し、周辺ハードウェアが非常に安価に手に入ることを加味すると現状最も使いやすいネットワークであると考えられる。

イーサネットでローカルネットワークを構築する場合、媒体に光ファイバーを適用する場合もハブを利用してトポロジーが柔軟に構成でき、データロガー側には 1 つの通信インターフェースを持つだけで、10Mbps の通信レートが実現できる。ローカルネットワークを介して個々の風車の情報を 1 台の共通サーバに集約し、そのサーバを WEB に接続する構成とした場合、遠隔の監視装置とデータロガーを WEB 接続する回線のダイヤルアップルータやファイヤーウォールなどの設備が 1 セットで済むため外部との接続コストを少なくでき、合わせてセキュリティの確保が容易である。以上のような理由で本システムではサイト LAN にイーサネットを採用した。

しかしながら、産業用のネットワークでは通信の確実性と高速性の両方が要求される場合が多い。インターネットや LAN 環境で広く使われている TCP / IP (Transmission Control Protocol/Internet Protocol) はハンドシェイク手法を用いているため、通信の応答速度についての保証が困難である。UDP / IP は確実な伝送の保証を得ることができないという欠点があるが、マルチキャスト送信が可能であり多数のノードとの通信において必要なスループットを得るためには有力なプロトコルである。そこで、われわれは、データ伝送の確実性を高めるため通信パケットのイーサネットデータフィールドの先頭にコントロールサブヘッダーを設け UDP / IP を採用した。図 4. 7 に通信パケットのフレーム構造を示す。

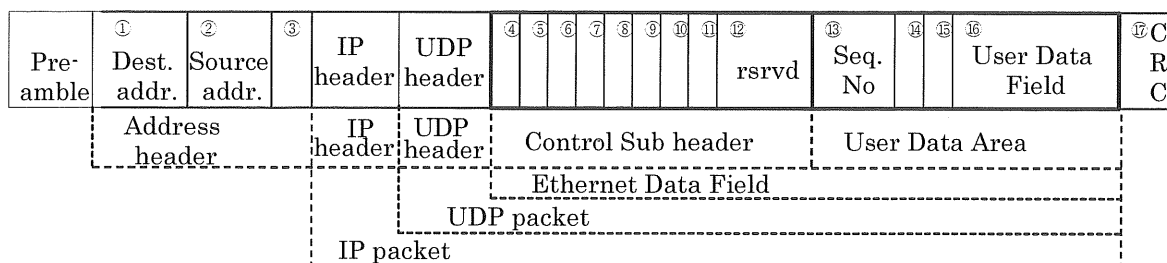


図 4.7 通信パケットのフレーム構造

4. 4. 3 通信レートの選定

今日、イーサネットは通信レートとして 100Mbps または 10Mbps、或いはその両方を併用することができる。大規模な風車のサイトはネットワークの総延長が数十 km に及ぶものもあり、通信媒体の選択の容易さやコストを考慮すると必要以上に高速にすると逆に不利になる。

前章で述べた風車 1 台を監視する機能に必要なデータは現在、最大で 1397 バイトであり、100 台の風車のデータを 1 秒毎に更新するとした時、1.12Mbps 以上の通信レートがあればよい。従って、10Mbps の通信レートがあれば十分である。また、ネットワークのインフラを安価に構築できる無線 LAN の採用も可能なことから、システムの通信レートは 10Mbps として検討した。

4. 4. 4 マルチスレッドの採用

風力発電の監視用ネットワークにおいては、通信周期の保証が求められるため、本論分ではポーリングによる通信について検討した。システムとしての通信の性能はネットワークのビットレートだけでは決まらず、アプリケーションでのオーバーヘッドも含めて評価しなければならない。サーバが一定の時間内に送受信できるパケットの数には送受信するデータの長さ、サーバ側のアプリケーションオーバーヘッド、風車側のアプリケーションオーバーヘッドが関わっている。

図 4.8 にポーリングによる 1 回の送受信モデルのタイミングチャートを示す。

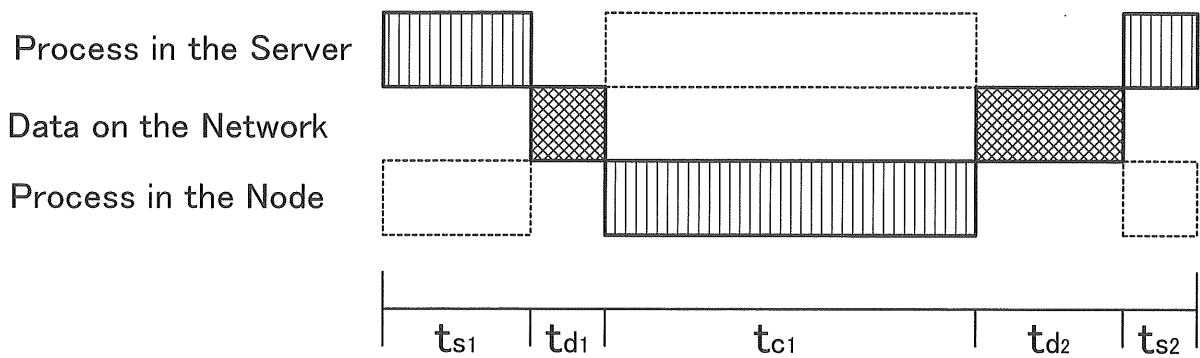


図 4.8 送受信のタイミングチャート

図 4.8 において、 ts_1 はサーバがポーリングの packets を準備する時間、 ts_2 はサーバがノードから受信したデータを処理する時間、 tc_1 はノード側がサーバからのデータ要求を処理し送信するデータ packets を準備する時間、 td_1 はサーバからのポーリング packets が回線上を流れている時間、 td_2 はノードからのデータが回線上を流れている時間である。

ts_1 、 ts_2 は使用するコンピュータの性能と処理プログラムの作り方で決まる。また、 $td_1 + td_2$ は packets のサイズで決まる。1 回のポーリングによるデータ送受信にかかる時間 T_1 は

$$T_1 = ts_1 + td_1 + tc_1 + td_2 + ts_2 \quad (4.1)$$

であり、 m 台のノードとポーリングによる通信を行った場合、全てのデータの送受信にかかる時間、 T_t は

$$T_t = mT_1 \quad (4.2)$$

となる。ここで、要求される更新周期が p 秒のとき、 $T_t > p$ であれば、全てのノードのデータを定められた期間内で更新することは出来ない。また、一般にアプリケーションのオーバーヘッドの時間 $ts_1 + tc_1 + ts_2$ はデータが回線を流れている時間 $td_1 + td_2$ に対し何倍も大きい場合が多く、アプリケーションの構造を工夫してシステムとしてのスループットの向上を図る必要がある。

図 4.8 から容易にわかるように tc_1 は回線上の空き時間とみなせる。この空き時間にもデータを流せるようにするため、サーバ側に並列処理のプログラムを導入し、複数のノードと非同期で並列に通信をすることによって、平均スループットを向上させることができる。この並列処理のために、マルチス

レッドを採用した。ここで、マルチスレッド方式はプロセスの並行処理の1つであり、スレッドとは独立に動作するアプリケーションプログラムの実行単位で、オペレーションシステムにおけるタスクの概念に似たものである。

4. 4. 5 スレッド数の決定方法

ここでは、スレッド数を決定するための手順を示す。

スレッドの数を増やせば回線に余裕がある限りスループットを高めることが出来る。ただし、スレッドはそれぞれ、通信バッファを含めて大きなメモリを使用するのでスレッドの個数は通信のスループットがシステムの要求を満たす範囲で最小にとどめるべきである。

式(4.1)で、 tc_1 はノード側アプリケーションで要する時間であり、その間はサーバ側アプリケーションは動作可能である。回線上のデータの衝突を無視でき、また、各スレッドがスレッド間の干渉無しに動作できる理想的なタイミングの場合、1つのスレッドが1つのノードと通信するのに要する時間は式(4.1)の T_1 と同じであり、取り得る最大のスレッド数 $N_{S \max}$ は

$$N_{S \max} = \frac{tc_1}{ts_1 + ts_2 + td_1 + td_2}. \quad (4.3)$$

である。

スレッド数を N_s とし、 $N_s \leq N_{S \max}$ のとき1回の更新周期内に1つのスレッドが通信できる最大のノード数は p/T_1 なので、システム全体として通信できるノード数 n_p は

$$n_p = N_s \frac{p}{T_1}. \quad (4.4)$$

であり、ネットワークの総合的なスループットはスレッドの数に比例する。ネットワーク上のノードが単位時間内にサーバに渡せるデータの総量、すなわちトータルスループット T_{TP} は各ノードがサーバに渡す1回のデータサイズを L_d とすると、 $N_s \leq N_{S \max}$ の範囲において

$$T_{TP} = \frac{n_p L_d}{p} = \frac{N_s L_d}{T_1}. \quad (4.5)$$

である。また $N_s > N_{S \max}$ の領域においては T_{TP} は飽和し

$$T_{TP} \leq \frac{N_{S \max} L_d}{T_1}. \quad (4.6)$$

が予想される。

以下に、上記の仮定に基づいて最適なスレッド数を求める手順を示すが、この手順を実行する前に図 4.8 に示された各パラメータを実測して決定しておく必要がある。

はじめに、 T_1 、 Ns_{\max} および n_p をそれぞれ、式(4.1)、式(4.3)および式(4.4)から求める。

次に、最適なスレッド数は必要最小のスレッド数と同義であり、式(4.4)において $n_p \geq m$ を満たす最小の Ns である。従って、全てのノードと通信するための最適なスレッド数 Ns_{opt} は次の式で求められる。

$$Ns_{opt} = \min \left\{ \text{int}(Ns) : \text{int}(Ns)n_{p \max} \geq \frac{mT_1}{p} \right\}. \quad (4.7)$$

最後に、求めた Ns_{opt} の妥当性を評価する。要求されているスループットを満たすためには、 $Ns_{opt} \leq Ns_{\max}$ を満たさなければならない。満たさない場合、このシステムは要求された周期内でのデータの更新は出来ないので、通信レートをさらに高速のインターフェースを使うか、アプリケーションソフトウェアの $ts_1 + tc_1 + ts_2$ を小さくする手立てが必要である。また、高速の通信においてはソフトウェアの応答時間に比べ回線上にデータが流れている時間は比較的小さく、システムのスループットがソフトウェアによって大きく左右される場合が多い。

4. 5 通信性能の評価

ここでは風車遠隔監視システムへの適用例を用いてスループットを評価する。

検討したシステムにおいてノード数を 100 とし通信ビットレートは 10Mbps とした。全ノードのデータ更新周期は 1 秒である。

最初に必要なパラメータを実測する。風車制御装置のソフトウェアの応答時間 t_{cl} は最大 150ms、設計上の t_{s1} と t_{s2} はそれぞれ最大 2 ms と 3 ms である。ここで、サーバから風車制御装置に送信するパケットが風車の監視データの要求パケットで、風車制御装置からサーバに送信するパケットがそれに対する応答としての監視データのパケットである。要求パケットのサイズは 95 バイト、監視データのサイズは 1397 バイトである。10Mbps で通信した場合、図 4.4 における td_1 は $76\mu s$ 、 td_2 は 1.117ms である。

まず、式(4.3)より $N_{S\max} = 24.22$ を求める。 N_s は $N_s \leq N_{S\max} = 24$ でなければならない。次に、式(4.7)から最適なスレッド数 N_{Sopt} を求める。 $N_{Sopt} = 15$ であり、 $N_{Sopt} \leq N_{S\max} = 24$ を満たしている。これは、決められた周期内にデータ通信が出来ることを示している。

実際にサーバとノード間の通信を行って、スレッド数を変えながら、スループットを測定し計算値と測定値の傾向を比較した結果を、図 4.9 に示す。ただし、ここでのノード数は測定のため用意できたコンピュータの台数の都合から 29 であり、各ノードとの通信データサイズは $1397 + 95 = 1492$ バイトである。また、図において○は測定値であり、実線の増加部分は式(4.5)より、また $N_{S\max} = 24$ を超えた一定値の部分は式(4.6)の条件より求めた計算値である。図 4.9 に示すとおり、実測したスループットは計算値にほぼ一致しており、計算式の妥当性が確認できた。また、スレッド数が 15 の時、平均のトータルスループットとして、約 1.15Mbps を得ることが出来た。従って、スレッド数を 15 以上に増やして最適に設定することで、100 ノードと接続した場合でもシステムとして必要なスループット 1.12Mbps が得られる。

図 4.9 において、スレッド数が 25 以上の領域で実測値が計算値に比べ高いスループットを示しているのは、計算において使用したオーバーヘッドの実測値（最大値）よりオーバーヘッド $t_{s1} + t_{s2}$ の平均値より小さいためである。オーバーヘッドの大きさは使用する CPU の処理能力によって変わるのでスレッド数設計においては、まずサンプルの 1 台を用いてオーバーヘッドを測定する必要があるが、システムの安定動作のためには実測値の最大値を使用すべきである。

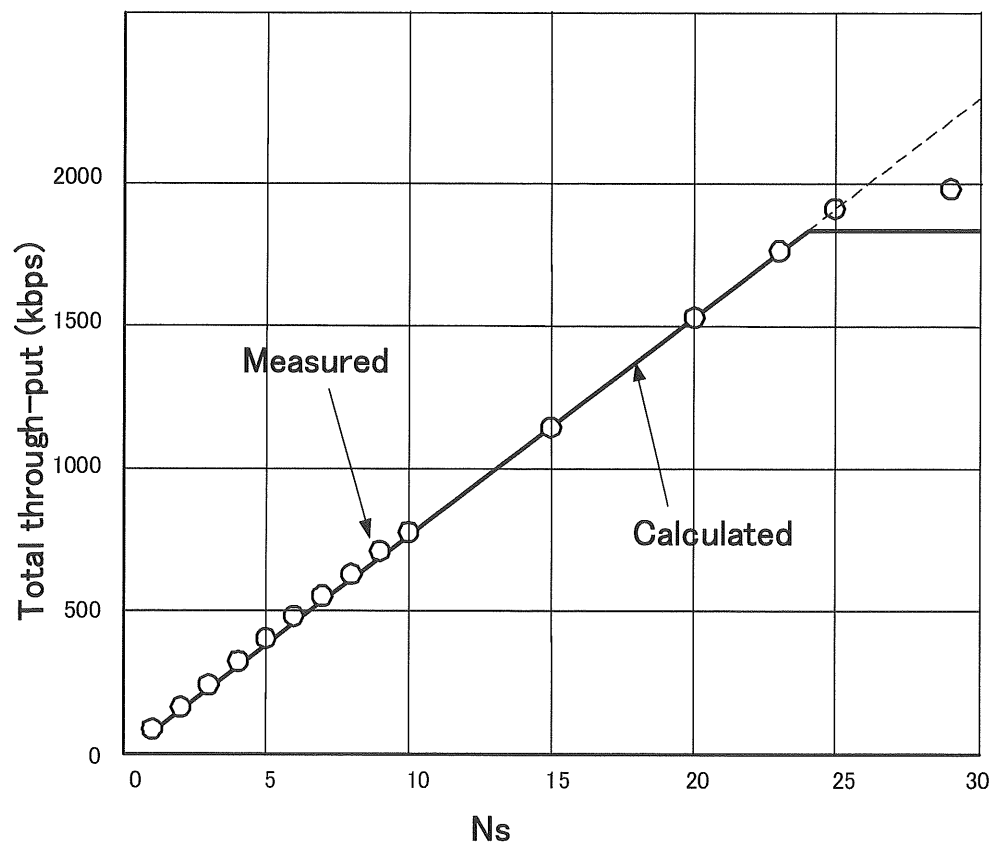


図 4.9 トータルスループットとスレッド数の関係

4. 6 結言

本章では、まず、風力発電設備遠隔監視システムの構成及び機能について述べた。次に、大規模風車サイトにおいてローカルネットワークにイーサネットを採用する場合、UDP/IPプロトコルでのマルチキャスト送信とマルチスレッドによって十分適用できることを確認し、以下の結論を得た。

- (1) UDP/IPプロトコルでのマルチキャスト送信とマルチスレッド手法を用いた場合、システムのトータルスループットはスレッドの数に比例する。これはサーバ側でソフトウェアのオーバーヘッドが飽和しない限りスレッドの数を増やせば必要なだけスループットを高められることを示している。
- (2) 最適なスレッド数を求める手順を示した。最適なスレッド数はトータルスループットがシステムの要求する値を満たす最小値として決定される。これは、各スレッドがサーバのメモリ領域を占有するため必要最小とすることがサーバの無駄なメモリ使用を避けることになるからである。また、システムの動作に余裕を与えるため、最適なスレッド数を求める手順中で使用する各オーバーヘッドの値は実測した値の最大値を使用すべきである。
- (3) この手順で求めた最適なスレッド数は100台の風車において15であり、その場合のネットワークのトータルスループットは1.14Mbps以上が予想され、システムが要求するスループット1.12Mbpsを満たしている。トータルスループットは最大スレッド数まではスレッドの数を増やすことで向上できる。また、本システムの場合、重要な指標である最大スレッド数は24である。
- (4) 理論的に求められたスレッド数とトータルスループットの関係を実験的に確認し、UDP/IPプロトコルによるマルチキャスト通信とマルチスレッド手法の有効性を実証した。

本研究では実測試験において、機材の関係で実際にはノード数が29とネットワーク負荷としては比較的軽い領域での試験となった。今後、接続するノード数を増やして、スレッド数を更に増やした場合のスループットの限界について検討する予定である。

これまで、新設風力発電設備の遠隔監視システムのローカルネットワークについて検討してきた。一方、過去に建設されて稼動中の設備では通信機能が貧弱であり、十分な遠隔監視が出来ていないものが多い。そうした古い設備が風力発電事業者の運転保守における負担になっており、遠隔監視システムを、旧設備に導入するためのイン

ターフェースの検討も今後の課題である。

また、インターネットと WEB 技術を利用した遠隔監視システムは不特定多数と接続されているというインターネットの本質が内包する危険性のため、現状では、一部の機能はダイヤルアップ接続を利用することで安全性を確保している。一方、広がりを持ったウィンドファームに配置された風車制御装置のネットワークにはトポロジ的に無線 LAN が適していると言える。特に、今後無線 LAN の高速化によって風車のネットワークに無線 LAN が使用されることは容易に予想される。その場合にはセキュリティ確保のため暗号化などの様々な技術が必要となるが、無線 LAN のトータルスループットの評価においてはネットワークのセキュリティ対策による通信性能の低下分を考慮する必要がある。

第 5 章 結論

発電プラントにおいて、安定的な稼動と発電品質の向上のためプラントの制御や監視への要求が高度化し、制御監視装置の入出力数は急速に増加してきている。それに伴って増大する制御装置自身の消費電力とコストの削減は重要な課題である。また、今日、自然エネルギーの活用への関心が高まり、具体的な施策として発電規模の比較的大きい風力発電は急速に拡大してきている。風力発電において、多くの監視データを一定の時間内に収集する風車制御装置のネットワークは安定的な風力発電プラント運転のための重要な要素である。

そこで、本研究では、まず、制御監視装置の小型化と消費電力削減の観点から、火力発電プラントや風力発電設備の制御装置を構成するハードウェアの中で消費電力とコストの大きな部分を占有する信号変換と電源において、絶縁型回路電源とアナログ信号のアイソレーションの組み合わせをシステムとして考えたときの電源の回路方式について検討し、その、アナログ信号アイソレータを風力発電設備の制御装置に適用した。さらに、ウィンドファームと呼ばれる大規模風力発電設備の監視装置を開発し、風車の監視データを一定の周期内に確実に収集するネットワークの構築について研究した。

第一章では定電圧電源について、その種類と回路特性について説明した。発電プラントを計画する上でDCISの消費電力を小さくすることはプラントの所内電源の設計において非常に重要である。また、モジュールそのものを小型化することができればDCIS自体の小型化が図れ、設置場所の確保や工事の費用削減にも効果がある。第2章では入出力モジュールに用いる絶縁型多出力DC-DCコンバータの代表的な回路について小型化の観点から検討し、プッシュプルC平滑方式もしくはフライバック方式が適していることを示した。また、超小型のDC-DCコンバータの製作においてコイルの製作は製造工程の中でもっとも困難なものであり、コストの大きな部分を占めている。そこで、負荷が小さいコイルについて製造方法についても検討し基板上にパターンでトランスを形成するシリコンドライエッチング法による小型コイル形成の可能性を示した。具体的な実現方法については今後の研究課題としたい。第3章では、フォトカプラを用いたアナログ絶縁回路を設計試作し特性を計測した。その結果、その電源に要求する性能が以下のように汎

用電源への要求に比べ比較的緩やかであることを示した。

①DC-DCコンバータの入出力間で絶縁が必要である。

②一次側電源は24Vもしくは48Vの直流で安定化されている。

③DC-DCコンバータの負荷側の電圧変動は±13%まで許容できる。

そこで、実際にスイッチング周波数400KHzで無制御の2出力プッシュプルDC-DCコンバータを無制御で動作させ、特性を計測した結果、軽負荷時に出力の上昇が起こるが、出力の電圧制限用としてツェナーダイオードを取り付ける簡単な処置で電圧変動を許容範囲に抑えることを確認した。第4章では、大規模風力発電設備の遠隔監視システムのネットワークについて検討した。大規模風車サイトのネットワークにおいては接続された多数の風車のデータを決められた時間内に更新できるだけのスループットを確保することが最も重要である。UDP/IPプロトコルによるマルチキャスト送信とマルチスレッドを用いたイーサネットベースのネットワークにおける、スレッド数とトータルスループットの関係および、それに基づく最適なスレッド数を示し、大規模風車サイトにおける、ローカルネットワークの有効性について検討し以下の結論を得た。

- (1) UDP/IPプロトコルでのマルチキャスト送信とマルチスレッド手法を用いた場合、システムのトータルスループットはスレッドの数に比例する。これはサーバ側でソフトウェアのオーバーヘッドが飽和しない限りスレッドの数を増やせば必要なだけスループットを高められることを示している。
- (2) 最適なスレッド数を求める手順を示した。最適なスレッド数はトータルスループットがシステムの要求する値を満たす最小値として決定される。これは、各スレッドがサーバのメモリ領域を占有するため必要最小とすることがサーバの無駄なメモリ使用を避けることになるからである。また、システムの動作に余裕を与えるため、最適なスレッド数を求める手順中で使用する各オーバーヘッドの値は実測した値の最大値を使用すべきである。
- (3) この手順で求めた最適なスレッド数は100台の風車において15であり、その場合のネットワークのトータルスループットは1.14Mbps以上が予想され、システムが要求するスループット1.12Mbpsを満たしている。トータルスループットは最大スレッド数まではスレッドの数を増やすことで向上できる。また、本システムの場合、重要な指標である最大スレッド数は24である。
- (4) 理論的に求められたスレッド数とトータルスループットの関係を実験的に

確認し、UDP/IP プロトコルによるマルチキャスト通信とマルチスレッド手法の有効性を実証した。

以上、本研究「発電プラントの計装システムにおける直流安定化電源と監視装置の研究」の概要について述べた。発電プラントにおけるコストの分類において監視装置やネットワークのコストは一般的に発電設備の建設費の一部とみなされる。風力発電設備は燃料が不要で、建設費の償却分と運転コストが発電コストの大半を占めるため、関係者の努力はKW当たりの建設費を如何に小さくするかに注がれている。従って、監視装置やネットワークの費用についてもコストを可能な限り押さえる事を求められる。一方、運転コストは、運転員の数と定期点検や故障による風車の停止期間が主な要素となる。そのため、少ない人員で如何に運転保守を出来るかが今後の風力発電事業の大きな課題である。その両方の要求を満たす一つの解として、インターネットとWEB技術を利用した遠隔監視システムは有力である。しかしながら、過去に建設されて稼働中の設備では通信機能が貧弱であり、十分な遠隔監視が出来ていないものが多い。そうした古い設備が風力発電事業者の運転保守における負担になっており、遠隔監視システムを、旧設備に導入するためのインターフェースの検討も今後の課題である。

参考文献

- (1) 松尾、黒川：“デジタル制御方式 D C - D C コンバータの出力安定化特性の解析”、信学論(C)、J69-C, 5, pp.678-687, May 1986.
- (2) H.Matsuo and F.Kurokawa：“Regulation characteristics of the digitally controlled dc-dc converter” , IEEE PESC Record, pp.360-365, June 1983.
- (3) O.K.Kossov：“Comparative analysis of chopper voltage regulators with LC filter “,IEEE Trans. Mag., MAG-4, 4, pp.712-715, December 1968.
- (4) 松尾、原田：“ T R C 方式 D C - D C 電力変換器の動特性について”、電学論(C)48-C17, 6, pp.123-130, June 1973.
- (5) V.B.Boros：“A digital proportional integral and derivative feedback controller for power conditioning equipment”, IEEE PESC Record, pp.135-141, June 1977.
- (6) 松尾、原田：“リアクトルをもつ T R C 方式 D C - D C 電力変換器の回路方式と特性 “、電学論(C)、49-C7, 3, pp.51-58, March 1974.
- (7) 松尾、原田：“リアクトル電流不連続領域における D C - D C コンバータの特性”、信学論(C)、J61-C, 1, pp.33-40, January 1978.
- (8) 松尾、黒川、田内、左古：“デジタル制御方式 D C - D C コンバータの動特性について “、信学技報、PE86-62, May 1987.
- (9) 松尾、黒川、左古：“温度補償を施したデジタル制御方式 D C - D C コンバータの安定化特性 “、昭 62 信学総全大、2613, 1987.

- (1 0) H. Matsuo, F. Kurokawa and K. Higashi : “Dynamic characteristics of the digitally controlled dc-dc converter”, IEEE Trans. Power Electron., 4, 4, pp.419-426, October. 1989.
- (1 1) H. Matsuo, F. Kurokawa, K. Imamura and K. Tanaka : “Regulation characteristics of the DC-DC converter with digital current-injected control circuit”, Proc. IEEE INTELEC, pp.455-462, October 1992.
- (1 2) 松本 晋一郎、黒川 不二雄、松尾 博文 : “モデルを用いたデジタル制御方式 DC-DC コンバータの特性について”、信学技報、PE95-53 February 1996.
- (1 3) H. Matsuo, F. kurokawa and M. Asano : “Overcurrent limiting characteristics of the DC-DC converter with a new digital current-injected control circuit”, IEEE Trans. Power Electron., 13, 4, pp.645-650, July 1998.
- (1 4) H. Matsuo : “Comparison of multiple-output dc-dc converter using cross regulation”, IEEE power Electronics Specialists Conference Record, pp.196-185, June 1979.
- (1 5) H. Eto, F. Kurokawa and H. Matsuo : “Basic consideration of applying the Multiple-output dc-dc converter to the analog isolater for the instrumentation”, Record of 1999 Joint Conference of EEE in Kyushu, October 1999.
- (1 6) HP Opt·Device Data Book, April 1996.
- (1 7) 高橋 政司 : “エネルギーの現状と展望及び新エネルギー関連施策の概要”、NEDO、新エネルギー導入実践講座、pp.5-36, 1999.

- (1 8) 窪谷達雄：“風力エネルギー”、火力原子力発電技術協会、火力原子力発電、Vol. 49, No.10, pp.48-54, 1998.
- (1 9) 山田俊郎、猪股登：“風力発電システムの技術動向と設計事例”、電力設備学会誌、Vol.20, No.2, pp.67-70, February 2000.
- (2 0) 江藤春日、深堀潔、福田光芳：“WEB技術を用いた風力遠隔監視システム”、菱制技報、Vol.4, pp.20-25, April 2001.
- (2 1) Adam Denning：“Visual C++ Inside Out”, , Microsoft Press, (株)アスキー、1997.
- (2 2) 江藤春日、日高健吾、宮川健、松永誠：“風車用コントローラ(MRC)の開発”、菱制技報、Vol.4, pp.7-13, April 2001.
- (2 3) Adam Denning：“ActiveX controls Inside Out”, Microsoft Press, (株)アスキー、1997.
- (2 4) 岡澤公夫：“クリーンエネルギーの課題と展望” OHM 11月号, November 1999.
- (2 5) T. Tauchi, H. Sako, F. Kurokawa and H. Matsuo：“High frequency (500kHz) digitally controlled dc-dc converter”, Annual Conference Record of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers of Japan, vol.B-788, No.2, March 1988.
- (2 6) H. Matsuo, F. Kurokawa and T. Shimizu：“Characteristics of the digitally controlled 1MHz dc-dc converter”, Annual Conference Record of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineering of Japan, Vol.B-954, No.3, March 1989.
- (2 7) S. Matsumoto, F. Kurokawa and H. Matsuo：

“Characteristics of the digitally controlled dc-dc converter with model reference”, Technical Report of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers of Japan, PE95-53, pp.17-24, February 1996.

(2 8) N. Suzuki, Y. Makino, F. Kurokawa and H. Matsuo :
“Regulation characteristics of the digitally controlled dc-dc converter with model reference”, Technical Report of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers of Japan, EE 99-4, pp.23-28, May 1999.

(2 9) S. Muroyama, T. Matsushima and N. Murakami : “Trends of power supply system technologies for telecommunications and systems”, Trans. Institute of Electronics Information and Communication Engineers of Japan, vol. J84-B, No. 5, PP.829-839, May 2001.

(3 0) H. Matsuo, F. Kurokawa, T. Oshikata and Y. Yamawaki :
“Analysis of dynamic characteristics for the partially resonant active filter with the DSP”, Proc.IEEE Intelec’01, pp.81-88, October 2001.

(3 1) L. Guo, J. Y. Hung and R.M. Nelms : “PID controller modifications to improve steady-state performance of digital controllers for buck and boost converters”, Proc. IEEE APEC, pp.381-388, February 2002.

(3 2) T. Tauchi, H. Sako, F. Kurokawa and H. Matsuo : “High frequency (500kHz) digitally controlled dc-dc converter” Annual Conference Record of IEICE of Japan, vol.B-788, No.2, March 1988.

(3 3) H. Matsuo, F. Kurokawa and T. Shimizu : “Characteristics of

the digitally controlled 1MHz dc-dc converter", Annual Conference Record of IEICE of Japan, vol.B-954, No.3, March 1989.

- (3 4) H. Matsuo nad F. Kurokawa : "Analysis of regulation characteristics of the digitally controlled dc-dc converter", Trans. IEICE of japan, vol.J69-C, No.5, pp.678-687, may 1986.

- (3 5) H. Matsuo, F. Kurokawa and K. Higashi : "Dynamic characteristics of the digitally controlled dc-dc converter", IEEE Trans. Power Electronics, Vol.4, No.4, pp.419-426, October 1989.

- (3 6) F. Kurokawa, T. Takeda, K. Higashi and H. Matsuo : "Regulation characteristics of the digitally controlled dc-dc converter with a function of temperature compensation", Trans. IEICE of Japan, vol.J73-B-I, No.4, pp.396-403, April 1990.

- (3 7) H. Matsuo, F. Kurokawa and M. Asano : "Overcurrent limiting characteristics of the dc-dc converter with a new digital current-injected control curcuit", IEEE Trans. Power Electronics, vol.13, No.4, July 1998.

- (3 8) H. Matsuo and K. Harada : "Dynamic behavior of TRC DC-DC power converter", Trans. IEE of Japan, vol.94-C, No.3, pp.9-16, March 1974.

- (3 9) H. Matsuo and K. Harada : "Characteristics of dc-dc converter in the discontinuous mode of the reactor current", Trans. IEICE of Japan, vol.J93-C, No.6, pp.123-129, June 1973.

- (4 0) H. Eto, H .Matsuo and F. Kurokawa : "Application of the Multiple Output DC-DC Converter to the Photo-coupler Analog

Signal Isolator for DCIS”, Proc. IEEE The 3rd International Power Electronics and Motor Conference (IPEMC 2000), pp.747-751, August 2000.

(4 1) H. Eto, H. Matsuo, F. Kurokawa and M. Fukuda : “Network of Plant Remote Monitoring System Using WEB for Wind-farms”, Proc. IEEE The 25th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC 2003), pp.857-863, October 2003.

(4 2) H. Eto, H. Matsuo and F. Kurokawa : “Network of Plant Remote Monitoring System Using UDP/IP for Wind-farms”, Trans. IEICE of Japan, Vol.E87-B, No.12, December 2004.

謝 辞

本研究の実施にあたり、終始ご指導を賜りました長崎大学工学部電気電子工学科教授松尾博文先生に心からの感謝の意を表します。同科助教授黒川不二雄先生には、多くのご助言ご指導いただきましたこと深く感謝いたします。また、本研究をまとめるに際し、有益なご助言、ご教授をいただきました長崎大学工学部長小山純先生、工学部電気電子工学科教授松尾寿夫先生、同科教授辻峰男先生、大学院生産科学研究科長石田正弘先生に謹んで感謝の意を表します。

最後に、長崎大学大学院海洋生産科学研究科への入学の機会を与えていただきました長菱制御システム株式会社の前社長山中孝友殿、入学当事直属の上司で現在取締役社長の林興一郎殿をはじめ在学中の研究を支えてくださいました関係各位に心より感謝申し上げます。